Sperimentare

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

1

RIVISTA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
E ALTA FEDELTÀ A CARATTERE PRATICO DIVULGATIVO **L. 800**



speciale

RADIOAMATORI CB



Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70 - GENNAIO 1974

ARGENTINA	Pesos 31	DANIMARCA	Kr. D. 11,50	INGHILTERRA	Ster. 1	NORVEGIA	Kor. N. 11,40	SVEZIA	Kr. S. 9
AUSTRALIA	$ 1,50	EGITTO	Lira 1,30	ISRAELE	Lira 8,20	OLANDA	F. Ol. 5,20	SVIZZERA	Fr. S. 6,50
AUSTRIA	Sc. 37	ETIOPIA	$ 4	JUGOSLAVIA	Din. 31	PERU'	Soles 103	TURCHIA	Lira 30
BELGIO	Fr. Bg. 74	FRANCIA	Fr. Fr. 8,80	LIBANO	Lira 5,10	POLONIA	Zloty 160	RUSSIA	Rublo 7,50
BRASILE	Crs. 13	GERMANIA O.	M. 5	LIBIA	Din. 0,70	PORTOGALLO	Esc. P. 50	URUGUAY	Peso 2100
CANADA	$ Can. 2,10	GIAPPONE	Yen 535	LUSSEMBURGO	Fr. 74	SPAGNA	Pesetas 115	U.S.A.	$ 2,10
CILE	Esc. 3.000	GRECIA	Dracme 60	MALTA	Sterlina 0,70	SUD AFRICA	Rand 1,70	VENEZUELA	Bolivar 9



Supertester 680 E

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

Con scala a specchio e STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e Amperometrici in C.C. e C.A. di questo nuovissimo modello 680 E montano resistenze speciali tarate con la PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5% !!

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE !!!

VOLTS C.C.:	7 portate:	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV. - 2 V. - 10 V. - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V. C.C.
VOLTS C.A.:	6 portate:	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volts C.A.
AMP. C.C.:	6 portate:	50 μA - 500 μA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
AMP. C.A.:	5 portate:	250 μA - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
OHMS:	6 portate:	Ω : 10 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 - Ω x 10000 (per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megaohms).
Rivelatore di REATTANZA:	1 portata:	da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA':	4 portate:	da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad.
FREQUENZA:	2 portate:	0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	6 portate:	2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
DECIBELS:	5 portate:	da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 E** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E.

I principali sono:

Amperometro a Tenaglia modello « Amperclamp » per Corrente Alternata: Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.
Prova transistori e prova diodi modello « Transtest » 662 I. C. E.
Shunts supplementari per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.
Volt - ohmetro a Transistors di altissima sensibilità.
Sonda a puntale per prova temperature da — 30 a + 200 °C.
Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A.: Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.
Puntale mod. 18 per prova di ALTA TENSIONE: 25000 V. C.C.
Luxmetro per portate da 0 a 16.000 Lux. mod. 24.

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm 126 x 85 x 32) **CON LA PIU' AMPIA SCALA** (mm 85 x 65) Pannello superiore interamente in CRISTAL antiurto: IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!

Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta! Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!

I N S U P E R A B I L E !

IL PIÙ PRECISO!

IL PIÙ COMPLETO!

PREZZO

eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

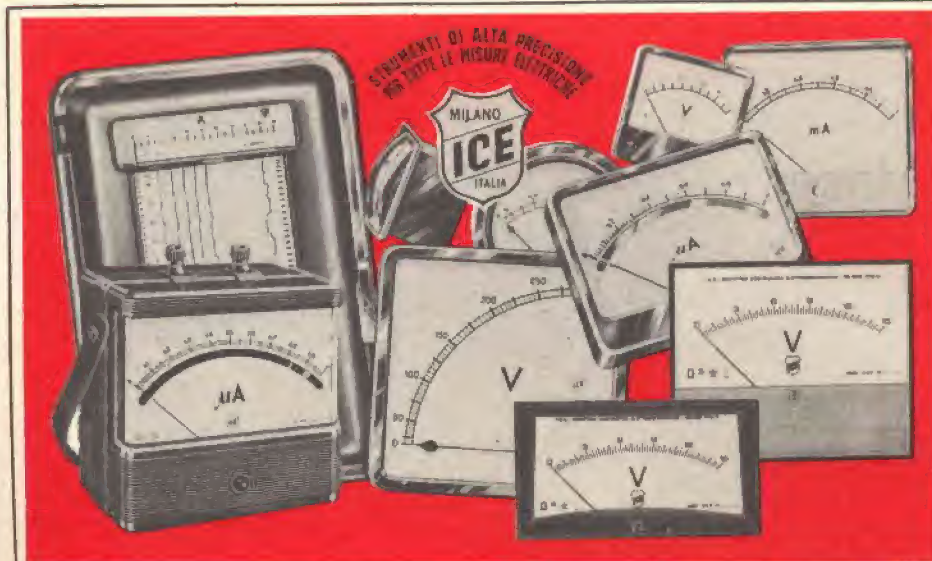
franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna **omaggio del relativo astuccio !!!**

Altro **Tester Mod. 60** identico nel formato e nelle doti meccaniche ma con sensibilità di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate Lire 8200 franco nostro Stabilimento.

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 MILANO - TEL. 531.554/5/6



VOLTMETRI
AMPEROMETRI
WATTMETRI
COSFIMETRI
FREQUENZIMETRI
REGISTRATORI
STRUMENTI CAMPIONE

PER STRUMENTI DA PANNELLO, PORTATILI E DA LABORATORIO RICHIEDERE IL CATALOGO I.C.E. 8 - D.


MI CHIAMO
SPERIMENTARE
SELEZIONE RADIO-TV.
SONO NATA NEL
1957.
TOC
TOC
Sperimentare
SELEZIONE
RADIO - TV


SPECIALIZZATA IN
ELETTRONICA.
Sperimentare
SELEZIONE
RADIO - TV


SO TUTTO QUANTO
ACCADE NEL MONDO
IN CAMPO ELETTRONICO E LO
COMUNICO VELOCEMENTE
A VOI.
ZOOOM!!!
Sperimentare
SELEZIONE
RADIO - TV


CERCO ABBONATI!
LI TRATTERÒ
GENEROSA-
MENTE.
Sperimentare
SELEZIONE
RADIO - TV


LEI, VUOLE ABBONARSI ?
BENE! DIVENTEREMO AMICI.
SIIIIIII !!!


ED ORA
LE PRESENTO
MIA SORELLA,
PIÙ SOFISTI-
CATA DI ME,
ELETTRONICA OGGI.
È PER
TECNICI
ESPERTI.


SALVE!
Sperimentare
SELEZIONE
elettronica OGGI



CAMPAGNA ABBONAMENTI 1974

■ SPERIMENTARE SELEZIONE RADIO-TV	L. 8.000	anziché	~~L. 9.600~~
● ELETTRONICA OGGI	L. 9.000	anziché	~~L. 10.800~~
● ■ LE DUE RIVISTE	L. 16.000	anziché	~~L. 20.400~~

FRA LE PAGINE DI QUESTO FASCICOLO E' INSERITO UN BOLLETTINO.
COMPLETATELO COL VOSTRO NOME E INDIRIZZO E CON L'IMPORTO DELL'ABBONAMENTO CHE AVRETE SCELTO.
PORTATELO ALL'UFFICIO POSTALE. GRAZIE.



UK 162
Ricevitore per l'ascolto individuale dell'audio TV
Prezzo netto imposto L. 13.500



UK 157
Trasmettitore per l'ascolto individuale dell'audio TV
Prezzo netto imposto L. 4.900

LA TV IN FAMIGLIA E' ANCHE UN PROBLEMA... RISOLVETELO CON I KIT DELLA AMTRON UK 157 e UK 162

La combinazione fra i kit UK 157 e UK 162 costituisce un insieme pressoché indispensabile in ogni famiglia. Permette a ciascuno di udire l'audio della TV senza interferire con eventuali diverse attività svolte da altri membri della famiglia. Inoltre consente ai deboli di udito di adattare il volume di ascolto alle proprie esigenze senza dover aumentare oltre misura il volume del suono. L'UK 157 costituisce il trasmettitore e tramite una spira di filo, facilmente occultabile, trasferisce il segnale audio del televisore in tutto il locale in modo che possa essere captato da uno o più ricevitori UK 162.
Per l'ascolto è sufficiente utilizzare l'apposito auricolare, mentre il volume dell'UK 157 non dà luogo ad alcun disturbo nel funzionamento del televisore.
L'audio normale del TV può essere inserito mediante un apposito commutatore ogniqualvolta lo si desideri pur lasciando funzionante il trasmettitore.

Sperimentare
SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

Direttore Responsabile: RUBEN CASTELFRANCHI
Editore: J.C.E.

Sped. in abb. post. Gr. III/70

Gennaio 1974

SOMMARIO

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

© TUTTI I DIRITTI DI RIPRODUZIONE O TRADUZIONE DEGLI ARTICOLI PUBBLICATI SONO RISERVATI

INSERZIONISTI:

RADIORICEVITORE **GBC**

PARIS



mod. FM/855

Gamme di ricezione: OM - OL - FM
Controllo automatico di frequenza in FM
Cambio gamme a tasti
Prese per registratore, altoparlante supplementare e antenna autoradio
Antenna telescopica per FM
Alimentazione: 9 Vc.c. oppure 220 V - 50 Hz
Semiconduttori: 22 transistori
Dimensioni: 280 x 160 x 70

Sperimentare
SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

Editore: **J.C.E.**

Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Redattore capo
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Segretaria di redazione
MARIELLA LUCIANO

Impaginatori
GIANNI DE TOMASI
IVANA MENEGARDO

Collaboratori
Lucio Biancoli - Ludovico Cascianini
Italo Mason - Domenico Serafini
Sergio d'Arminio Monforte
Gianni Brazioli - Alligatore Alberto
Franco Simonini - Gloriano Rossi
Mauro Ceri - Arturo Recla
Gianfranco Liuzzi

Rivista mensile di tecnica elettronica ed altre scienze applicate.

Direzione, Redazione, Pubblicità:
Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 Cinisello B. - Milano
Tel. 92.72.671 - 92.72.641

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano

Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239
del 17-11-73

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 800
Numero arretrato L. 1.600
Abbonamento annuo L. 8.000
Per l'Estero L. 11.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 3/56420

Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.

per essere ascoltati...

MEGAFONO MG 200







RCF

42029
S. Maurizio REGGIO EMILIA
Via Notari
Tel. 40.141 - 2 linee
20149 MILANO
Via Alberto Mario 28
Tel. (02) 468.909 - 463.281

MICROFONI ■ DIFFUSORI A TROMBA ■ COLONNE SONORE ■ UNITA' MAGNETODINAMICHE ■ MISCELATORI ■ AMPLIFICATORI BF ■ ALTOPARLANTI PER HI-FI ■ COMPONENTI PER HI-FI ■ CASSE ACUSTICHE

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM



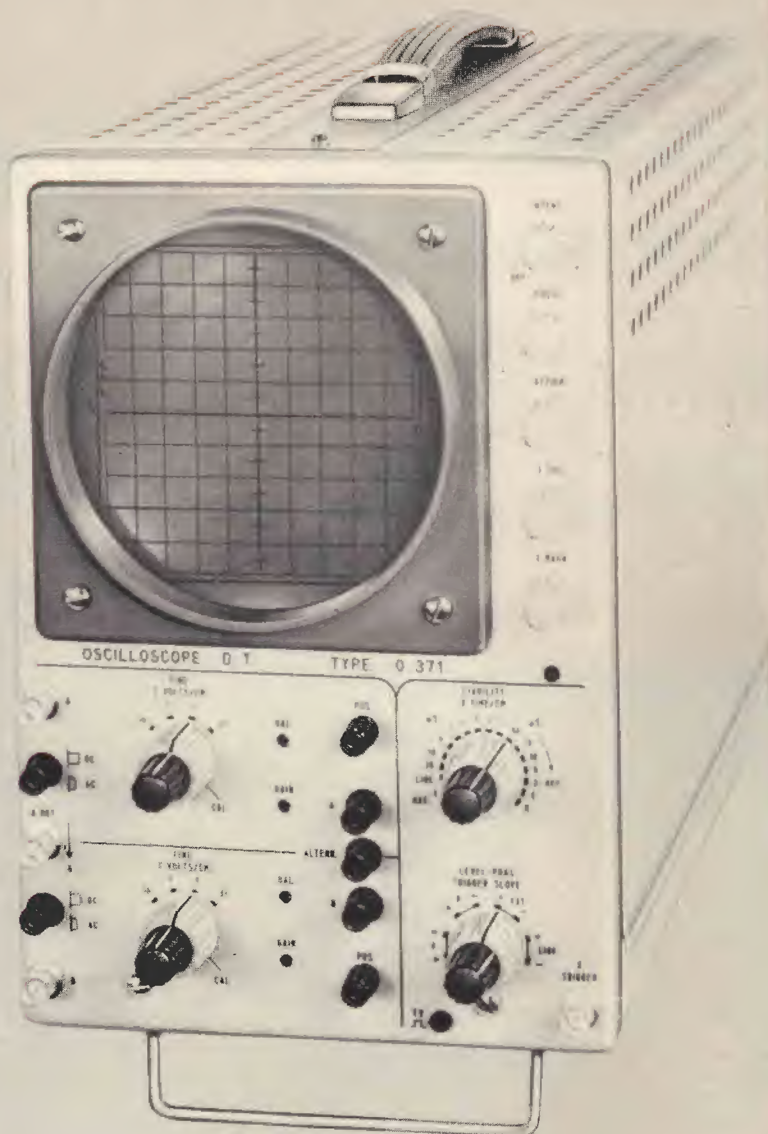
PRODUZIONE STRUMENTI ELETTRONICI

MILANO
Via Moscova, 40/7
Tel. 667326 - 650884

ROMA
Via Saluzzo, 49
Tel. 727663

PRODUZIONE TES:

Alimentatori stabilizzati - Analizzatori - Distorsiometri - Generatori BF - Generatori AM-FM - Generatori sweep-marker - Millivoltmetri elettronici - Misuratori d'impedenza - Misuratori di campo - Misuratori di potenza d'uscita - Misuratori wow e flutter - Multimetri elettronici e digitali - Oscilloscopi a larga banda - Ponti RCL - Prova transistori - Voltmetri elettronici fet.



nuovo oscilloscopio doppia traccia Mod. 0371

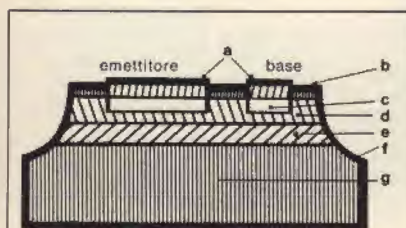
2 canali identici A e B — Banda passante dalla DC a [illegible] MHz — Sensibilità Y 10 mV pp/cm — Sensibilità monotraccia 1 mVpp/cm — Asse tempi da 0,1 µs a 20 ms/cm — Funzionamento trigger o ricorrente — Sensibilità x 100 mV pp/cm — Espansione equivalente 5 diametri — Asse Z soppressione con - 25 Vpp — Tubo 5" schermo piatto — Semiconduttori impiegati n° 77 — Elevata affidabilità — Garanzia 1 anno, tubo compreso — Prezzo molto competitivo

PHILIPS

Transistori di potenza al silicio con base epitassiale



Sono stati recentemente introdotti sul mercato i transistori di potenza al silicio con base « epitassiale ». Secondo questa nuova tecnica, la base sulla quale verrà poi diffuso, in una fase successiva l'emettitore viene fatta crescere sul substrato (collettore) impiegando il processo epitassiale. Questo processo può essere facilmente tenuto sotto controllo e può essere usato per la produzione sia di transistori NPN che di transistori PNP.
I transistori di potenza con base epitassiale avendo tipi NPN e PNP elettricamente uguali consentono una notevole semplificazione nel progetto dei circuiti. Questi transistori sono particolarmente adatti ad essere impiegati negli amplificatori BF, nei circuiti di correzione, come transistori di potenza in serie negli alimentatori stabilizzati, come « interruttori » di potenza a bassa tensione di saturazione, come generatori di ultrasuoni, convertitori cc/cc (chopper), come pilota di lampade ed infine come servoamplificatori.



a piste alluminio
b strato di ossido
c diffusione contatto di base
d base epitassiale
e collettore epitassiale (alta resistenza)
f mordenzatura Mesa
g substrato collettore (bassa resistenza)

Dati tecnici principali dei nuovi transistori di potenza al silicio

NPN	PNP	Valori limite				Valori caratteristici		
		V_{CEO}(V)	I_c media(A)	I_c max(A)	P_{tot}(W)	β_{min}	con I_c (A)	
BD 233	BD 234	45						
BD 235	BD 236	60	2	6	25	25	1	TO-126
BD 237	BD 238	80						
BD 433	BD 434	22						
BD 435	BD 436	32	4	7	36	50	2	TO-126
BD 437	BD 438	45						
BD 201	BD 202	45	8	12	55	30	3	SOT-67
BD 203	BD 204	60						

PHILIPS s.p.a.
Sezione Elcoma - Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - Telefono 6994

The All-New B&K Television Analyst Model 1077-PAL

Cuts troubleshooting time in half.



• Drives solid-state sweeps • All UHF channels • 8 VHF channels
• 20 to 45 MHz IF • Audio, video, sync outputs

Il più versatile strumento per servizio TV mai ideato!

Utilizzabile per TV (a colori o bianco e nero) con standard U.S. o Europeo.

Controlla ogni stadio dall'antenna alla griglia del CRT.
Con il B&K 1077-PAL potrete generare ogni segnale a vostra scelta e controllare i risultati sul tubo catodico.

Receiver Test Patterns



This Standard Test Pattern or other signal of your choosing may be injected at the indicated test points.

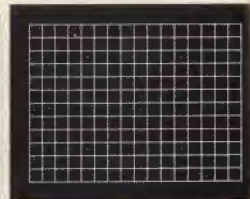
Typical problems that can be repaired using the 1077B:

- To set proper size, set top and bottom of circle to top and bottom edges of receiver screen.
- Determine frequency response at point where lines of wedge merge. Bandwidth shown in megahertz.
- Ringing or overshoot is indicated by white trailing edges.
- Center of pattern should be adjusted to be at physical center of receiver screen.
- Determine resolution at point where lines of wedge merge. Resolution is shown in number of lines.
- Adjust receiver for perfect circle set linearity height and width.
- Low frequency phase shift is evidenced by black trailing smear.

Scope Diagram



White Dot



Crosshatch



Color Bar

Write for complete details and prices.

Empire Exporters Inc. 270-278 Newtown Road Plainview, N.Y. 11803 Cable Address: Empexinc, N.Y.

i nostri GRANDI strumenti



Grande robustezza

Grande precisione

Grande praticità

Grande leggibilità



Pentastudio

CHINAGLIA

Chinaglia Dino S.p.A.
Strumenti Elettrici ed Elettronici
Via T. Vecellio, 32
32100 Belluno

CRONOMETRO DIGITALE A 5 CIFRE

a cura dell'Ing. Gianfranco LIUZZI

Come saprete, con questo progetto si conclude la campagna abbonamenti '74 che, dobbiamo confessarlo, anche per ringraziarvi, è andata decisamente a gonfie vele. Nè ci sembra di dover nascondere l'euforia che aleggia in redazione ed il rinnovato impegno nel mantenere e superare le promesse di offrirvi una rivista sempre più ricca e all'avanguardia nel campo delle realizzazioni elettroniche.

A questo proposito vi preciso che, in collaborazione con alcuni lettori che hanno realizzato e modificato il frequenzimetro da me pubblicato sui numeri 2 e 5 del 1973, sto redigendo un articolo sulle modifiche e miglioramenti apportabili allo stadio di ingresso, per accrescerne le prestazioni. Invito pertanto coloro che hanno qualcosa da dire al proposito a scrivermi in fretta, in modo che io possa tenere presenti anche i loro preziosi consigli e presentare a tutti gli altri che ci seguono un campo abbastanza completo di circuiti adatti alle varie esigenze. Come vedete, il discorso frequenzimetro ha attecchito, come del resto era nelle mie intenzioni. Nel testo relativo infatti vi dicevo di non considerare la mia realizzazione come un punto di arrivo, ma solo come uno spunto per continuare in proprio gli studi sui contatori di frequenza digitali. Una volta trovato, con la vostra collaborazione, il circuito più adatto e affidabile, conto di passare alla presentazione di un circuito ausiliario che, inserito al suo ingresso, trasformerà il frequenzimetro in multimetro digitale! Allora, mano al saldatore, e ricordate che i circuiti stampati, come richiestomi da molti, sono sempre disponibili ed ancora sono previsti simpatici premi elettronici, che invierò a tutti coloro che collaboreranno al programma di cui sopra.

Parallelamente a questo discorso intendo aprirne un altro ricco di piacevoli sorprese, anche per la sua attualità: la SSTV, ovvero «televisione a scansione lenta»! In uno dei prossimi numeri inizierà infatti la presentazione della già annunciata «STAZIONE COMPLETA PER SSTV», da me realizzata con la validissima collaborazione dell'amico I7DLL Ferruccio DEL FANTE.

Anche per questa realizzazione sono previsti i circuiti stampati dalla serie KK che consentiranno a tutti di realizzare un'apparecchiatura per la ricetrasmissione di immagini, con la massima semplicità.

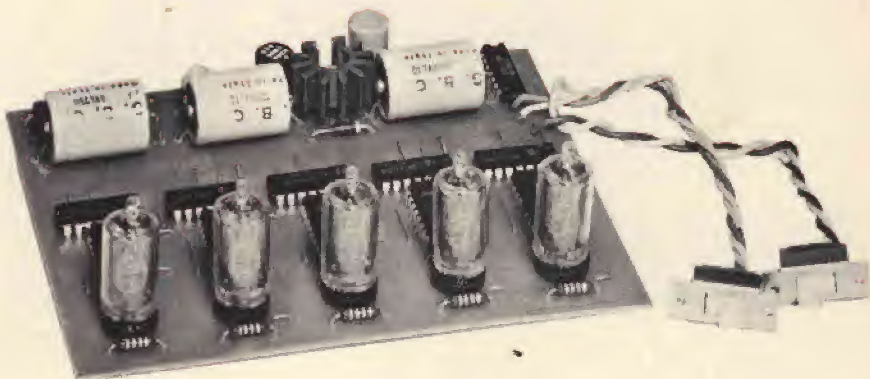
IL CRONOMETRO DIGITALE

Parliamo ora del cronometro digitale, il cui circuito stampato verrà inviato in dono, come dicevo prima, a tutti coloro i quali hanno sottoscritto o rinnovato il loro abbonamento entro il 22 dicembre 1973.

Si tratta, come accennavo negli scorsi articoli, dell'ultimo nato nella ormai grande famiglia di orologi digitali da me realizzati, e pertanto gli sono alquanto affezionato, anche per via delle ottime caratteristiche che lo contraddistinguono, quali la semplicità ed economicità, unite però ad una estrema affidabilità e costanza di caratteristiche nel tempo. Doti queste indispensabili per un contatempo preciso al decimo di secondo, come questo. Circa la costanza di caratteristiche pos-

1974

Questo cronometro digitale completa la serie di progetti della campagna abbonamenti 1974.
I precedenti circuiti, relativi all'amplificatore BF da 1,2 W e all'alimentatore da 3 ÷ 12 Vc.c. — 1A, sono stati pubblicati rispettivamente sui numeri 11 e 12/1973.



3° progetto

IL CIRCUITO STAMPATO DI QUESTO CRONOMETRO SARÀ INVIATO IN OMAGGIO AGLI ABBONATI 1974

so dire che ho già realizzato circa 50 esemplari di questo cronometro, che funzionano ormai da oltre 1 anno in vari Istituti universitari e laboratori di ricerca, senza che vi sia stato bisogno di interventi riparatori.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Lo schema elettrico completo è riportato in fig. 1.

Partendo dal trasformatore T1 notiamo che è provvisto di due secondari: uno a 180 V, che alimenta le valvoline nixie, ed uno a 6,3 V che serve ad alimentare gli integrati ed a fornire gli impulsi a 50 Hz per il conteggio. Per ottenere i 200 V per le nixie si è usato un normalissimo circuito raddrizzatore ad una semionda, formato dal diodo D1 e dal condensatore di livellamento C1. La resistenza R6, posta in parallelo al condensatore, serve ad evitare extratensioni all'accensione e spegnimento dell'apparecchio.

Il circuito alimentatore a bassa tensione è costituito da un raddrizzatore a ponte RS1 con relativo condensatore di livellamento C2, seguito da uno stabilizzatore a diodo zener e transistore, che fornisce in uscita una tensione di 5 V perfettamente livellata e stabilizzata, come è necessario per una corretta alimentazione degli integrati. Gli impulsi a 50 Hz vengono prelevati dal diodo D2 ed un capo del trasformatore ed inviati all'ingresso di un circuito integrato divisore per 5, del tipo T7490 (SGS-ATES). Alla sua uscita saranno pertanto presenti degli impulsi a 50 : 5 = 10 Hz, ovvero un impulso ogni decimo di secondo, che andranno al circuito di conteggio e visualizzazione dei decimi, costituito da IC6 - IC1 - V1.

Nel circuito relativo ad IC11 è inserito l'interruttore S1, che potrà essere di qualsiasi tipo, ricordando che il conteggio avverrà solo quando esso risulterà chiuso. Ed è questa la novità più importante del circuito, in quanto, per mezzo di S1 è possibile far partire e fermare il conteggio con precisione **al decimo di secondo,** ovvero azionando tale interruttore il conteggio parte o si blocca istantaneamente, e chi si interessa di circuiti logici sa quanto ciò sia difficile da ottenere, specie se in modo semplice.

Posso comunque dire di essere veramente soddisfatto di questa trovata, e chi monterà il circuito non mancherà di apprezzarne l'utilità, per il conteggio di tempi in gare, ovvero in applicazioni industriali, sostituendo S1 con un microswitch, o ancora in campo cinematografico, per misurare con estrema precisione la durata di varie scene.

Nel circuito è anche presente il pulsante S2 del tipo **normalmente chiuso,** che serve ad azzerare tutti i contatori. Azionando S1 e S2 sono possibili quindi due tipi di conteggio, che verranno usati a seconda delle esigenze. Il primo consiste nel far partire il conteggio, dopo aver azzerato il tutto, e bloccarlo al momento opportuno; dopo aver letto il tempo si può a questo punto riazzerare i contatori ed effettuare una successiva misura, e così via. Il secondo sistema può rivelarsi utile, ad esempio, in campo cinematografico, come dicevo prima; in tal caso si fa partire regolarmente il conteggio, lo si arresta, leggendo il tempo segnato dalle nixie, e quindi lo si fa ripartire senza az-

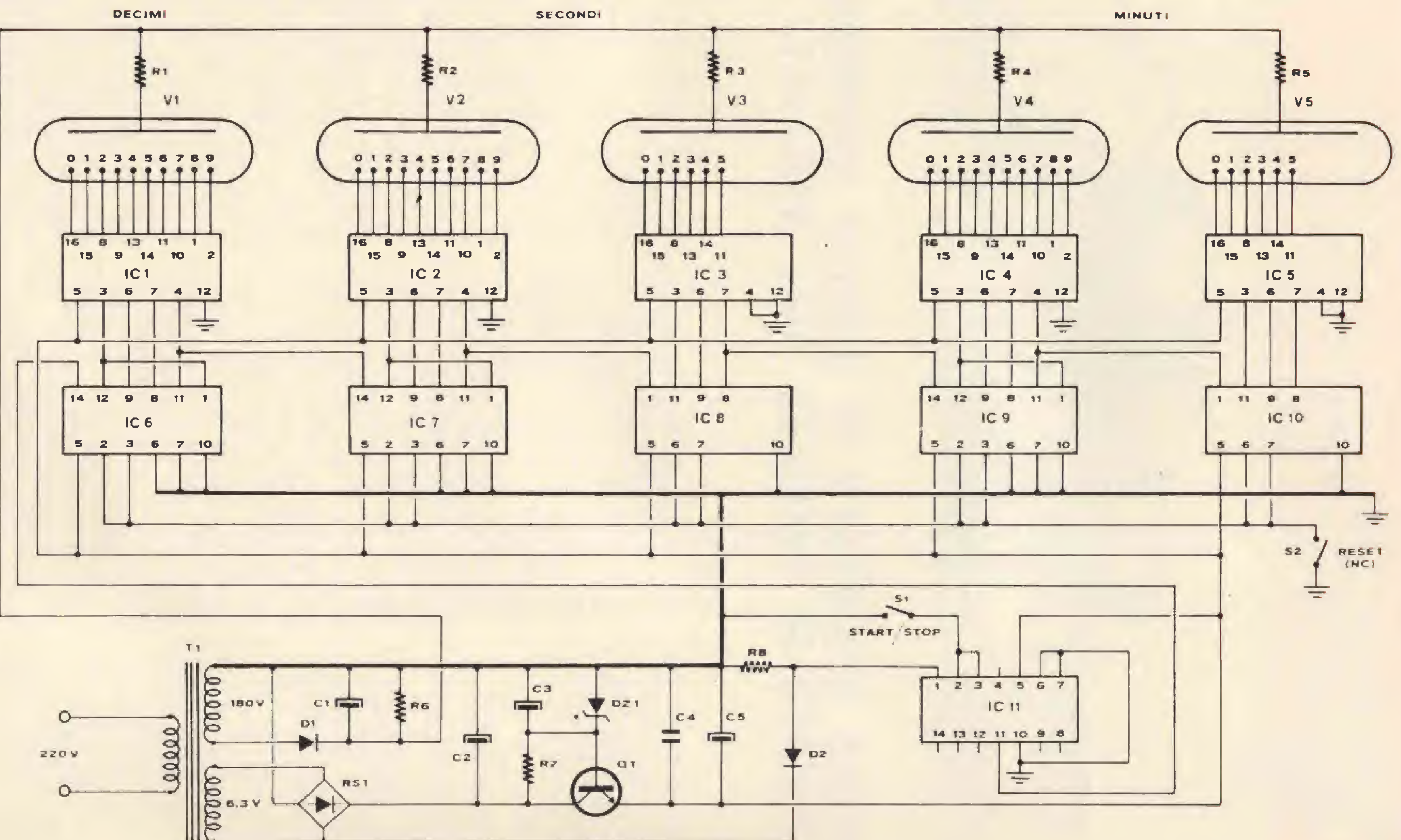


Fig. 1 - Schema elettrico del cronometro digitale a sei cifre.

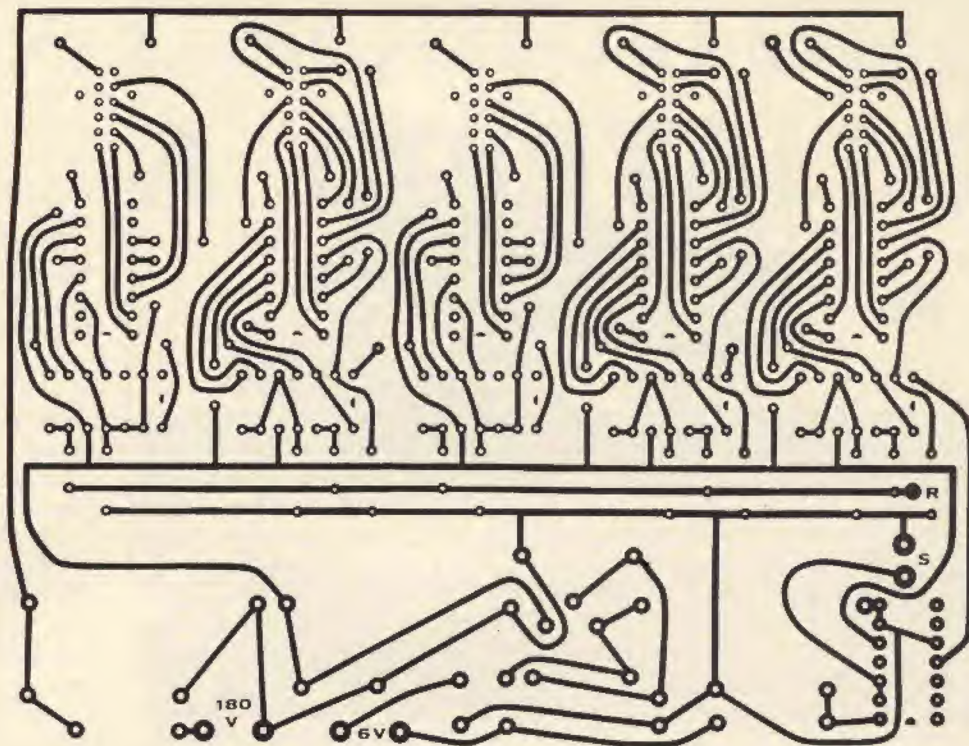


Fig. 2 - Circuito stampato che viene dato in omaggio a coloro che hanno sottoscritto l'abbonamento entro il 22 dicembre 1973.

R1 R2 R3 R4 R5
V1 V2 V3 V4 V5
IC1 IC2 IC3 IC4 IC5
IC6 IC7 IC8 IC9 IC10
RESET S2
START/STOP S1
IC 11
C2 DZ1 b Q1 c e C5 C1
R8 D2 C3 R7 RS1 C4 R6 D1
6,3V 180V

Fig. 3 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

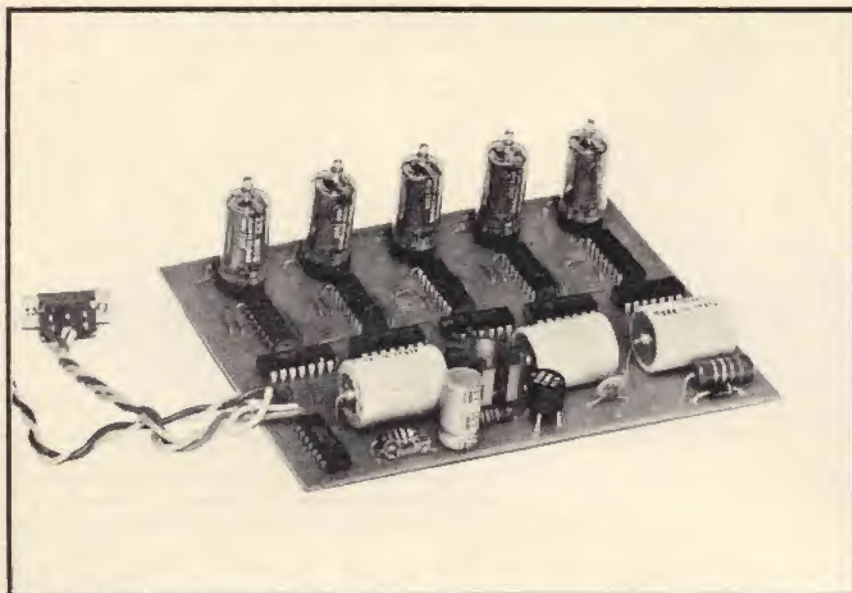


Fig. 4 - Prototipo del cronometro digitale a realizzazione ultimata.

ELENCO DEI COMPONENTI		Numero di codice GBC
R1	: resistore da 33 kΩ - 1/2 W	DR/6203-33
R2	: resistore da 33 kΩ - 1/2 W	DR/6203-33
R3	: resistore da 33 kΩ - 1/2 W	DR/6203-33
R4	: resistore da 33 kΩ - 1/2 W	DR/6203-33
R5	: resistore da 33 kΩ - 1/2 W	DR/6203-33
R6	: resistore da 100 kΩ - 1 W	DR/4304-10
R7	: resistore da 330 Ω - 1/2 W	DR/6201-33
R8	: resistore da 18 kΩ - 1/2 W	DR/6203-18
C1	: condensatore elettrolitico da 8 μF - 250 V	BB/5160-10
C2	: condensatore elettrolitico da 1000 μF - 16 V	BB/5310-10
C3	: condensatore elettrolitico da 220 μF - 12 V	BB/2986-22
C4	: condensatore ceramico da 22 nF	BB/1785-22
C5	: condensatore elettrolitico da 1000 μF - 16 V	BB/5310-10
D1	: diodo BY127 (800 V - 1 A)	YY/3437-00
D2	: diodo OA95	YY/4289-00
DZ1	: diodo zener 5,6 V - 0,4 W (BZY88/C5V6)	YY/3896-00
RS1	: raddrizzatore a ponte 30 V - 1 A (W005)	YY/0477-00
IC1-IC2-IC3-IC4-IC5	: SN74141	YY/8516-60
IC6-IC7-IC9	: SN7490	YY/8515-00
IC8-IC10	: SN7492	YY/8515-04
IC11	: T7490	YY/6783-00
S1	: interruttore a levetta	GL/3380-00
S2	: interruttore a pulsante (normalmente chiuso)	GL/0196-02
T1	: trasformatore alimentazione	HT/3010-00
Q1	: transistore BFY56	YY/6497-00
—	: aletta raffreddamento per Q1	GC/1115-00
V1÷V5	: nixie 5870 S ITT oppure ZM1336K Siemens	VL/3080-05

zerare. Così si otterranno dei tempi sommati fra di loro, ovvero, alla fine del film, si leggerà anche la durata totale dello stesso.

Sul circuito elettrico non c'è molto da aggiungere a quanto detto, parlando del frequenzimetro digitale.

Si tratta infatti di oramai classici schemi di contatori decimali e contatori a 6, messi in cascata, in modo che ognuno comandi il successivo, una volta terminato il suo ciclo di conteggio.

Le decodifiche SN74141 provvedono a trasformare il codice binario in uscita dai contatori in codice decimale, nonché a comandare le nixie, portando a massa, uno per volta, i vari catodi, e consentendo alle stesse di illuminarsi.

LA REALIZZAZIONE PRATICA

Lo schema pratico è riportato in fig. 3 e ritengo non dover aggiungere nulla al disegno. Vi consiglio solo di realizzare per primi i ponticelli in sottile filo di rame, possibilmente stagnato o argentato, e quindi procedere al montaggio degli altri componenti; per ultime le valvoline nixie, data la loro vitrea fragilità!

Nella tabella è infine riportato l' elenco componenti, con i codici GBC. Tengo a precisare, come già feci parlando dell'alimentatore per il frequenzimetro, che è necessario usare, come IC11, un integrato del tipo T7490 della SGS - ATES; ciò perché numerose prove da me effettuate, con tutti i vari tipi di integrati disponibili sul mercato, hanno dimostrato che tale tipo di integrato è particolarmente adatto alla configurazione circuitale da me adottata. Gli altri possono andare bene, ma possono anche «dare i numeri», per cui, se volete essere sicuri del funzionamento al primo colpo, provate a seguire il mio consiglio.

Termino così, anche se un poco in fretta, questa serie di articoli relativi alla campagna abbonamenti 1974, ma non prima di avervi augurato, assieme a tutti gli amici della redazione, un felice e sereno nuovo anno.

A risentirci, o meglio, rileggerci presto!

CALIBRATORE A CRISTALLO

a cura di G. BRAZIOLI

Oggi sembra «venuto di moda» transistorizzare quei circuiti progettati un tempo per l'impiego dei tubi elettronici; una Casa americana ha «inventato» persino i Fetron, che sono sostituti a stato solido delle valvole più usuali, e che possono essere impiegati direttamente al posto di codeste. In questo articolo riportiamo la nostra esperienza nel tema: si tratta non certo di una specie di Fetron; meno ambiziosamente, abbiamo un FET applicato in luogo di una 6C4 di lieta memoria. Dato però che la 6C4 equipaggiava un interessante calibratore a cristallo, con la sostituzione, abbiamo un calibratore FET molto buono ed alimentato a bassa tensione. Il rammodernamento dello schema, non ha quindi scopi puramente accademici, ma anche pratici; praticissimi, come ora vedremo.

Il calibratore a cristallo, è il primo ed il più classico degli strumenti impiegati dagli sperimentatori che si interessano di ricetrasmissione.

Come è noto, esso eroga un segnale RF assolutamente stabile ed attendibile, appunto grazie al quarzo, ma non si limita alla frequenza «fondamentale»: per contro emette tutta una serie di armoniche pari e dispari che nei circuiti meglio azzeccati giungono sulla soglia delle VHF.

Con il calibratore si mettono a punto gli accordi dei ricevitori, in particolare per quanto attiene alla corrispondenza della scala, si regolano i generatori RF a frequenza variabile, si tarano filtri e circuiti-trappola; insomma un po' di tutto, ma sempre con la necessaria precisione.

Il calibratore (altrimenti detto «Marker») non è certo un dispositivo inventato l'altroieri; ne rammentiamo uno apparso su «QST» nell'anno di grazia 1932: impiegava un triodo UX 227/A, elemento oggi passato alle vetrine dei musei.

Tale arcaico Marker, però, sorprendentemente, impiegava già quel circuito Pierce che poi sarebbe divenuto di norma e sarebbe rimasto quasi uguale sino al 1960, pur essendo via via equipaggiato da triodi più moderni ed efficienti: la «76», la 6C5, la 6J5 metallica, la 6C4 «miniatura»: fig. 1.

In quest'ultima edizione, ancora dieci anni fa era ritenuto insostituibile complemento di ogni frequenzimetro e di molti ricevitori professionali di classe: Hammarlund, Hallicrafters, Eddystone.

Dopo il 1960, con l'avvento di transistori sempre migliori e sem-

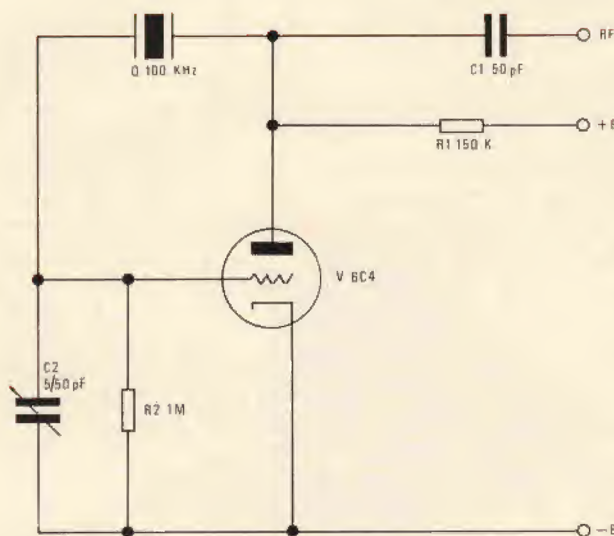


Fig. 1 - Schema elettrico del calibratore a cristallo impiegante una valvola 6C4.

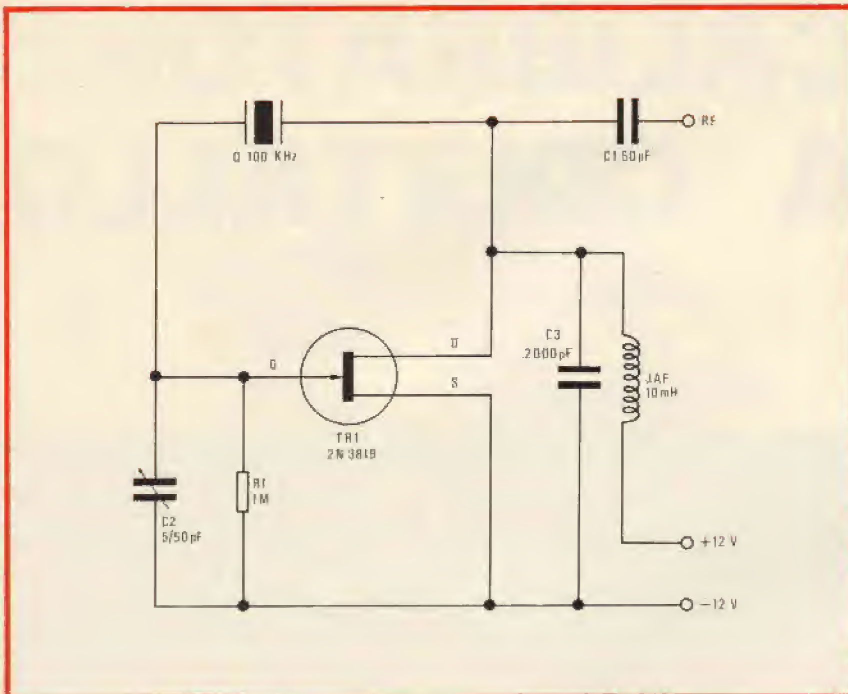


Fig. 2 - Schema elettrico del «Marker» impiegante un FET.

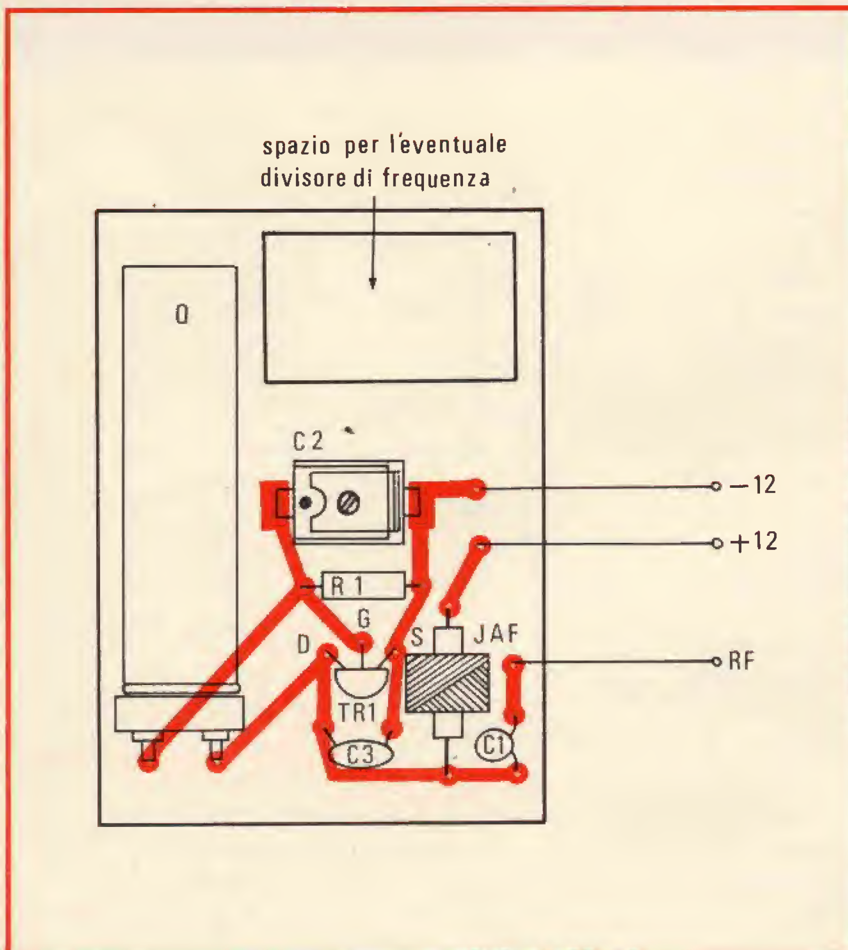


Fig. 3 - Cablaggio dei componenti del calibratore a cristallo.

pre meno costosi, vari tecnici cercarono di ricostruire il celebre schema in chiave «solid state». Gli elementi bipolari, però, mal si prestavano a surrogare la 6C4; nacque così il Marker-multivibratore che tutti conoscono: quello basato sul circuito Butler. Questo era efficiente, ma non certo simile all'originale, anzi, basato su premesse e fenomeni diversi.

Oggi che, a loro volta, i transistori a effetto di campo sono divenuti comunissimi ed economici, si può tentare con successo una drastica revisione dell'antico calibratore mantenendo le sue caratteristiche di semplicità ed efficienza, pur aggiungendo ad esse i vantaggi tipici dei circuiti transistorizzati: miniaturizzazione, assenza di calore (fatto assai importante per il cristallo e la inerente stabilità) bassa tensione..... e, insomma, quelli che tutti conoscono.

L'inserimento del FET nel «classico» circuito (mai «classico» si è attagliato meglio ad uno schema) avviene in modo quasi perfetto: figura 2.

La disposizione fondamentale resta praticamente identica: il Gate del transistore è connesso al posto della griglia del tubo, il Drain al posto dell'anodo, ed evidentemente, il Source fa le veci del catodo.

Il sistema di polarizzazione è uguale nello schema «vecchio» e nel «nuovo»; persino il valore della resistenza resta identico! Altrettanto va detto per il compensatore che regola finemente la frequenza C2. Altrettanto per il condensatore di uscita C1.

Il cristallo, come taglio, tipo, caratteristiche secondarie, può essere assolutamente identico nel circuito a valvola ed in quello a FET.

L'unica variazione degna di nota, è l'impedenza JAF collegata al posto della R1. Questo mutamento si rende necessario perché il vecchio circuito era polarizzato con oltre 150 V all'anodo: in tal modo, si poteva e si **doveva** impiegare un resistore da 150.000 Ω o altro valore elevato. Questo, seppure non idealmente, fungeva anche da impedenza RF.

Nel «nuovo» calibratore, alimentato a soli 9, oppure 12 V, una resistenza di carico avrebbe dovuto

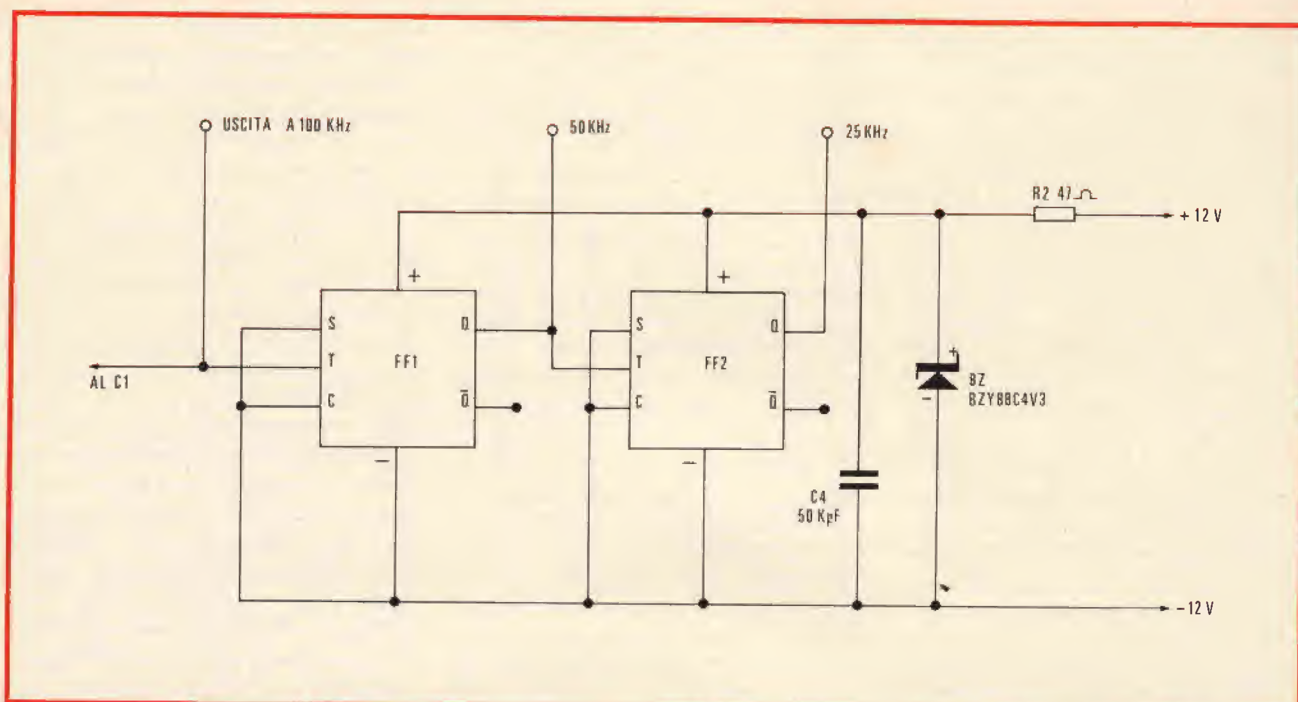


Fig. 4 - Divisore di frequenza che può essere aggiunto al «Marker». Lo schema è valido per i più vari circuiti integrati.

avere un valore assai modesto: 4700 Ω o similari, del tutto insufficiente per fungere anche da «elemento reattivo» e provocare l'oscillazione.

Per questa ragione si è adottata l'impedenza, che per la c.c. ha un valore trascurabile, mentre per la RF rappresenta un blocco assoluto.

Ora, l'introduzione della JAF determina la necessità di utilizzare il C3, ma tutto il resto dello schema rimane **identico** all'originale.

Vediamo ora; FET o valvola, il circuito ha lo stesso rendimento?

Bene; a nostro parere, l'introduzione del transistore è certo un progresso, ed il progresso non comporta un peggioramento in tutto o in parte, altrimenti non è tale.

Vedendo la figura 1, osserveremo che, pur essendo miniatura, la 6C4 risultava ingombrante; ed in ogni caso consumava inutilmente una buona potenza per il catodo. Il circuito poi, non poteva conservare la sua affidabilità nel tempo perché il tubo tendeva ad esaurirsi, non di rado diveniva microfonico o difettoso. Che dire poi della necessità di una tensione anodica elevata? Ma vi era un ulteriore difetto meno noto. La valvola, per sua natura, funzionando **scaldava** ed in tal modo influiva negativamente sulla precisione del quarzo, posto vicino ad essa per questioni pratiche.

Come è noto, i cristalli impiegati negli oscillatori-campione sono racchiusi entro «stufe termostatiche» ovvero scatolette a temperatura **costante.** Questo proprio per evitare ogni riscaldamento o raffreddamento incontrollato del dispositivo. Nel Marker a tubo, «Q» era soggetto a condizioni perfettamente contrarie a quelle migliori, essendo progressivamente portato verso un maggior calore durante i primi minuti di funzionamento, e ciò indipendentemente dalla temperatura ambientale.

Se volessimo essere speciosi, potremmo continuare sino a dipingere il circuito di fig. 1 come una specie di..... «mostro», ma non è certo questa la nostra intenzione: solo mettere in luce dei particolari effettivamente significativi.

Anche il circuito FET non è immune da difetti, in ogni caso; cer-



Vista del prototipo a realizzazione ultimata.

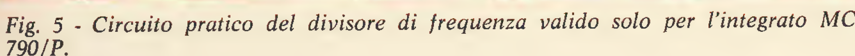


Fig. 5 - Circuito pratico del divisore di frequenza valido solo per l'integrato MC 790/P.

tuni sono piccolissimi: per esempio la necessità di impiegare una JAF dal valore precisato poiché risulta abbastanza critico. Classifichiamo «piccolo» questo svantaggio, perché i valori a schema non sono mai dati a casaccio. Ve n'è uno però che per lealtà deve essere riportato: si tratta del contenuto armonico del segnale.

Nel circuito di figura 1, le armoniche erano innumerevoli: potevano essere facilmente seguite sino a oltre 20-25 MHz con un ricevitore sensibile. Nel circuito di figura 2, a causa del C3 si ha un certo smorzamento: le «marche» aventi una ampiezza tale da servire per misure, non salgono oltre i 10-15 MHz.

Nel campo del **notevole,** questo è l'unico difetto, ma non è trascurabile.

Ora, vediamo, come può essere cablato un circuito di questo tipo?

Operando a frequenza piuttosto bassa, non sorgono soverchi problemi di cablaggio e disposizione delle parti. Per altro, al fine di non aggiungere capacità parassitarie a quelle già esistenti e per non incorrere in perdite, una certa logica si impone e la base deve essere bene isolata. Aggiungendo a quanto detto la nota necessità di assicurare una buona rigidità meccanica al complesso, si direbbe che il circuito stampato su Vetronite sia la soluzione più conveniente. Noi l'abbiamo adottata; se il lettore opina, veda per sé......

La traccia del nostro prototipo, appare nella figura 3. E' da notare che il disegno è fatto vedendo «dall'alto» il complesso, per cui le connessioni del TR1 appaiono inverse rispetto al fondello. Per il cristallo si fa impiego di un adatto zoccolino, montato sulla base tramite staffa. Se «Q» fosse cablato in verticale, il supporto avrebbe una utilità quasi nulla (sostituzioni a parte), ma dato che tali elementi a frequenza relativamente bassa (100 kHz o simili) sono assai «lunghi», 70 mm nel formato «standard», o anche più, la soluzione del montaggio orizzontale ci pare quasi indispensabile. Nel contrario, la «cubatura» del complesso diverrebbe illogica, inaccettabile.

Per il FET non vi sono problemi di saldatura; ovvero vi sono quelli presentati da qualunque transistore al silicio: modesti.

Il compensatore C2 non ha un verso di inserzione preferenziale, così va detto per le altre parti che sin'ora non avevano rammentato.

In sostanza, questo montaggio è molto semplice, e non essendovi alcun accordo «principale» da regolare, il Marker deve funzionare appena ultimato. Come si fa per verificarne l'attività?

Semplice, basta una comune radiolina tascabile. L'antenna di essa sarà accostata alla JAF. Se il quarzo è da 100 kHz, regolando la sintonia della radio a 400, 500 o 600 kHz e simili, si udranno dei sibili marcatissimi che manifesteranno la presenza di RF irradiata dal calibratore.

Questi saranno determinati dal «battimento» che si verifica tra la portante generata dal circuito FET e l'oscillatore locale del ricevitorino. Un apparecchio come questo, sembra proprio che non necessiti di alcuna messa a punto. Non tutto quel che pare, corrisponde sempre a verità; infatti, se non occorre «messa a punto» può essere interessante una **«messa a puntino»**!. Questa si realizza regolando C2 di

ELENCO MATERIALI

C1	:	**condensatore ceramico o mica argentata da 50 pF.**
C2	:	**compensatore da 5/50 pF.**
C3	:	**condensatore ceramico da 2000 pF (2200).**
C4	:	**condensatore da 50.000 pF.**
DZ	:	**diodo Zener da 4,3 oppure 4,5 V (BZY88/C4V3).**
JAF	:	**impedenza RF da 10 mH.**
Q	:	**quarzo per calibratori da 100 kHz o simili.**
R1	:	**resistore da 1 MΩ, ½ W - 10%.**
R2	:	**resistore da 47 Ω, 1 W, 10%.**
TR1	:	**transistore Texas Inst. 2N3819.**
IC	:	**circuito integrato doppio J/F FF; vedi testo.**

NOTA: sono elencati anche i componenti del divisore di frequenza (fig. 4) pur se questo è **opzionale.**

quel tanto che serve per cancellare le poche decine o centinaia di Hz che potrebbero rappresentare «l'errore» del cristallo dovuto alle normali tolleranze costruttive. Per «azzerare» esattamente l'uscita a 100 kHz, o comunque alla frequenza unitaria dichiarata dal quarzo, occorre un controllo al contacicli. Se questo strumento non è disponibile, si può fare la comparazione con un segnale «standard di frequenza» come quello della americana WWV, che appunto trasmette marche ultraprecise per la taratura di apparecchi e calibrazioni varie.

Purtroppo la WWV in Italia giunge debolmente, e per captarla occorre un ricevitore di tipo professionale, ma, come è noto, quasi tutti gli sperimentatori ne possiedono uno: di qualità più o meno eccelsa, sia pure, ma sufficiente al caso. Non dovrebbero quindi sorgere eccessive difficoltà per il paragone con la portante-guida.

Questo apparecchio può mutare la frequenza di funzionamento — in fondamentale — tra 80 kHz e 400 kHz mediante la sola sostituzione del quarzo.

Chi dispone di più cristalli, può quindi impiegarli alternativamente: in tal caso, si dovrà tollerare la **piccolissima** imprecisione che deriva dalla mancata regolazione del C2, impossibile per elementi diversi e strettamente legata ad un «campione» singolo. **Piccolissima** abbiamo detto, infatti essa vale poche centinaia di parti (solitamente meno) per centomila o più. Questo scarto di 1/1000 può essere accettato con noncuranza, anche nelle applicazioni più severe del campo dilettantistico.

Potremmo ora concludere, ma vogliamo aggiungere una piccola nota relativa ad un accessorio **complementare** che pur non essendo parte integrante del calibratore, può essere aggiunto con vantaggio e con scarse difficoltà al circuito fondamentale.

Si tratta di un divisore di frequenza a doppio Flip-Flop, che grazie all'odierno progresso in fatto di contatori può essere realizzato mediante un solo IC del tipo «Dual J/K FF». Varie, sono le marche che realizzano dispositivi del genere; noi abbiamo provato con successo il Motorola MC790/P e l'SGS «9099», ma altre decine di modelli sono altrettanto validi.

Con il doppio J/K, impiegando un quarzo da 100 kHz, all'uscita potremo ottenere segnali a 50 kHz e 25 kHz. Con un quarzo da 80 kHz avremo 40 e 20 kHz e via dicendo: «sub-marche» assai utili per lavori di alta precisione. Il tradizionalissimo circuito appare nella figura 4, mentre la figura 5 indica il relativo circuito stampato, che può agevolmente essere compreso nella basetta del Marker, come si nota nella figura 3.

Il resistore «R2» ed il diodo Zener che appaiono nella figura 4 sono necessari perché l'IC tollera una tensione massima di 4,5 V, mentre il calibratore pretende almeno 9 V per un buon funzionamento. Desiderando fare uso di una sola sorgente di alimentazione, l'arrangiamento illustrato è il solo possibile.

Questa modifica, è comunque solo una «parentesi» nel complesso; chi si sente meno sicuro in fatto di montaggi, la ignori: il Marker è valido e pratico anche nella versione di base.

RADIORICEVITORE PORTATILE GBC



Mod. AR/27 sport

Gamme di ricezione: OM/OL
9 transistori
Antenna in ferroxcube incorporata
Potenza di uscita: 200 mW
Presa per auricolare
Alimentazione: 6 Vc.c.
Dimensioni: 126x93x35



AMPLIFICATORE DI MISURA A CIRCUITI INTEGRATI

Ing. G. AUDISIO

L'avvento dei circuiti integrati se, da un lato, ha semplificato la progettazione delle apparecchiature elettroniche, poi ha aumentato la loro affidabilità e la loro compatezza, ed inoltre ha diminuito il consumo di potenza delle stesse ed il numero dei componenti che le costituiscono se, insomma, ha risolto molti problemi, da un altro lato sta creando nei tecnici addetti alla manutenzione non specialistica, ma di massa, una certa apprensione per ciò che riguarda il loro aggiornamento professionale. Intendo parlare di quei tecnici che attendono alla manutenzione degli apparecchi radio e TV e che giornalmente affrontano decine di casi, di guasti tra i più svariati e su apparati di marche diverse; a questi tecnici vengono richieste doti di intuizione non comuni per risalire dalla sintomatologia del guasto, e con una rapida serie di misure, al componente in avaria.

Tra breve questi tecnici dovranno sapere affrontare e riparare i radioricevitori i televisori i tvc a circuiti integrati con rapidità (il Cliente ha sempre premura) ed efficienza. Il loro bagaglio di nozioni tecniche dovrà quindi abbracciare tutto il campo che va dai tubi elettronici, ai transistori, ai circuiti integrati perché coesisteranno, ancora per molto tempo, apparecchiature «antiche» e moderne.

Il discorso è diverso per quei tecnici che effettuano la manutenzione di apparecchiature elettroniche di una sola marca perché, per essi, può essere sufficiente un corso di quindici giorni in ditta e un certo numero di schede che illustrano i vari interventi, le varie misurazioni da effettuare per individuare il componente o la «cartolina» in avaria e sostituirla.

Per l'aggiornamento professionale dei tecnici TV, per la preparazione dei più giovani che intendano in un domani dedicarsi a questo lavoro, ritengo efficace, accanto alla lettura di riviste e libri specializzati, la «sperimentazione».

Per sperimentazione intendo l'uso dei vari componenti elettronici in circuiti che il «discente» costruisce e prova migliorando la propria preparazione e la propria abilità.

Chi poi segue l'elettronica solo per hobby, e sono molti, potrà trovare, se gli garba, un po' di relax costruendo questo amplificatore di misura a circuiti integrati.

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

Lo strumento a circuiti integrati, di cui descriviamo la realizzazione sperimentale, è un amplificatore di misura del quale, cioé, si conosce perfettamente l'amplificazione. Gli impieghi sono diversissimi; occorre però precisare che si tratta di un amplificatore di tensione, ossia la potenza che esso fornisce in uscita risulta molto esigua. Al contrario, la tensione del segnale di uscita risulta avere un valore massimo di 22 V picco picco, piuttosto alta per dei semiconduttori.

Ritornando agli impieghi di questo strumento possiamo accennare ai seguenti: può aumentare la sensibilità di un oscilloscopio o di un voltmetro elettronico trasformando quest'ultimo in un microvoltmetro. Può essere usato, in unione ad un opportuno rivelatore, come amplificatore per un fonometro.

Trova anche impiego in campo bioelettronico per amplificare deboli tensioni (elettrocardiografi, elettroencefalografi ecc.). E' adatto all'amplificazione di segnali nella gamma delle onde lunghe e medie sino a circa 2 MHz.

In termini numerici i valori del guadagno di tensione corrispondono rispettivamente, per le cinque portate:

60 dB	=	1000
70 dB	=	3200
80 dB	=	10000
90 dB	=	32000
100 dB	=	100000

In altre parole, quando il commutatore è sulla posizione 60 dB la tensione di ingresso viene amplificata 1000 volte fornendo in uscita una tensione pari a 1000 volte quella di ingresso. Così se in ingresso si applica 1 mV in uscita si avrà 1 V e così via.

Si tenga presente però che la massima tensione ottenibile in uscita è di 22 V picco picco.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Impedenza di ingresso	: 1 MΩ
Impedenza di uscita	: 200 Ω
Banda passante	: 10 Hz ÷ 2 MHz circa
Guadagno	: da 60 dB a 100 dB in cinque portate: 60 - 70 - 80 - 90 - 100 dB
Tensione di alimentazione	: 27 V (3 pile da 9 V in serie); stabilizzazione interna della tensione.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Come si rileva dallo schema elettrico della fig. 1 il circuito si compone di un transistore ad effetto di campo (FET) che costituisce lo stadio di ingresso, e da due circuiti integrati μA 709, ormai noti, disposti in cascata.

Il FET assicura un'alta impedenza di ingresso all'amplificatore; questa impedenza è poi determinata dalla resistenza da 1 MΩ collegata tra il gate e massa.

Il transistore unipolare in questione è un BFW 11, il quale presenta una cifra di rumore particolarmente bassa; ciò lo rende idoneo all'impiego come preamplificatore. Il FET è montato in un circuito «source-follower» derivato dall'inseguitore catodico di «valvolare» memoria. Questo stadio presenta quindi un'alta impedenza di ingresso ed una bassa impedenza di uscita ed il suo guadagno è praticamente eguale a uno o poco meno. Visto che non guadagna, si potrebbe pensare di saltarlo a piè pari; in realtà la sua presenza è importante perché adatta la impedenza del generatore di segnali (per esempio microfono piezoelettrico od altro trasduttore ad alta impedenza applicato all'ingresso) con la impedenza di ingresso del primo integrato. L'integrato in questione ha infatti una impedenza di ingresso di soli 10 kΩ determinata dalla resistenza di questo valore collegata al piedino 2 dello stesso.

L'ingresso dell'amplificatore è costituito da una presa jack collegata tramite uno spezzone di cavetto schermato al condensatore a perlina da 470 pF. La calza del cavetto è, ovviamente, a massa, i terminali del condensatore sono tenuti molto corti ed uno di essi è saldato direttamente al gate del FET.

Il transistore unipolare e gli integrati sono alimentati con due tensioni: una positiva + 11 V, ed una negativa — 11 V; la massa è a zero volt, l'alimentazione è stabilizzata.

Inizialmente si era pensato di eliminare i condensatori di accoppiamento realizzando un amplificatore in continua. Sono però sorte delle difficoltà dipendenti dalle variazioni di temperatura. Infatti si è cercato innanzitutto di stabilizzare il FET controreazionandolo in continua con la resistenza da 22 kΩ e scegliendo una corrente di drain che favorisse la stabilizzazione termica, tuttavia a causa dell'elevato guadagno degli stadi successivi una

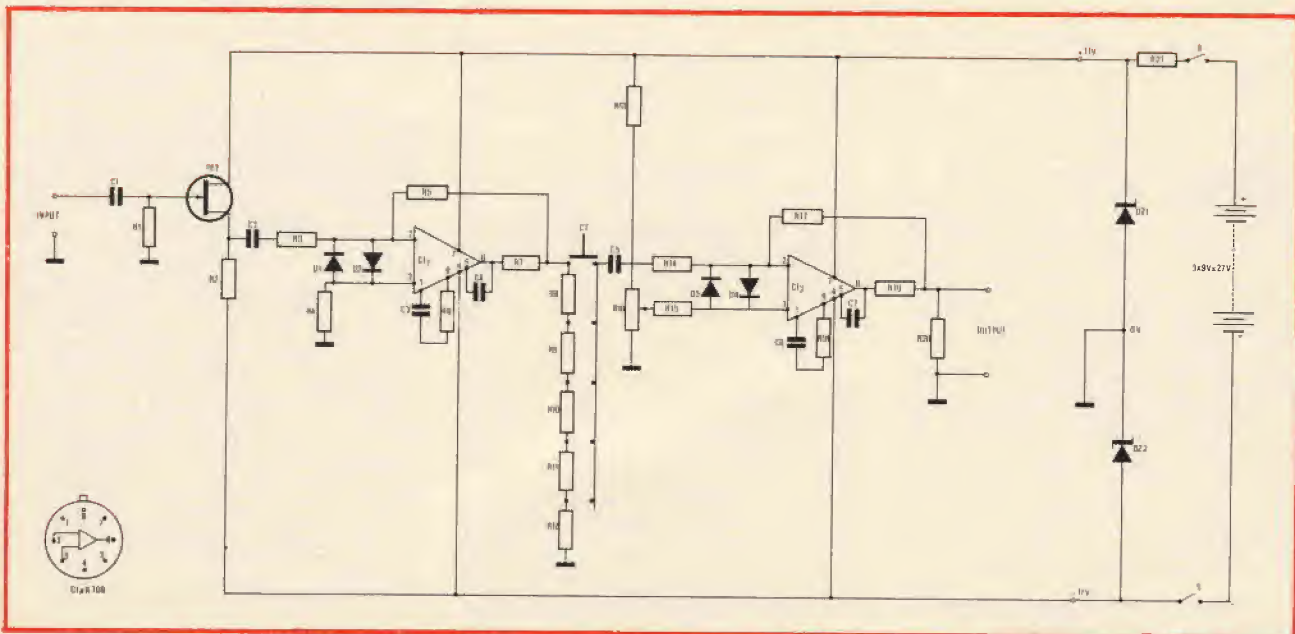


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore di misura, impiegante due circuiti integrati ed un FET, descritto in questo articolo.

ELENCO DEI COMPONENTI	
R1	: resistore da 1 MΩ - 1/4 W - 5%
R2	: resistore da 22 kΩ - 1/4 W - 5%
R3	: resistore da 10 kΩ - 1/4 W - 5%
R4	: resistore da 10 kΩ - 1/4 W - 5%
R5	: resistore da 1 MΩ - 1/4 W - 5%
R6	: resistore da 1,5 kΩ - 1/4 W - 5%
R7	: resistore da 51 Ω - 1/4 W - 5%
R8	: resistore da 6,8 kΩ - 1/4 W - 2%
R9	: resistore da 2,2 kΩ - 1/4 W - 2%
R10	: resistore da 680 Ω - 1/4 W - 2%
R11	: resistore da 220 Ω - 1/4 W - 2%
R12	: resistore da 100 Ω - 1/4 W - 2%
R13	: resistore da 15 kΩ - 1/4 W - 5%
R14	: resistore da 10 kΩ - 1/4 W - 5%
R15	: resistore da 10 kΩ - 1/4 W - 5%
R16	: trimmer da 10 kΩ
R17	: resistore da 10 MΩ - 1/4 W - 5%
R18	: resistore da 1,5 kΩ - 1/4 W - 5%
R19	: resistore da 51 Ω - 1/4 W - 5%
R20	: resistore da 10 kΩ - 1/4 W - 5%
R21	: resistore da 680 Ω - 1/2 W - 5%
C1	: condensatore ceramico da 470 pF
C2	: condensatore in poliestere da 0,1 μF - 100 V
C3	: condensatore ceramico da 100 pF
C4	: condensatore ceramico da 3,3 pF
C5	: condensatore in poliestere da 0,1 μF - 100 V
C6	: condensatore ceramico da 100 pF
C7	: condensatore ceramico da 3,3 pF
D1-D2-D3-D4	: diodi BAY-72 (BAY74 o equivalenti)
DZ1-DZ2	: diodi zener BZY88 C11
CI1-CI2	: circuiti integrati μA 709
FET	: transistore BFW11
CT	: commutatore 1 via 5 posizioni
S	: interruttore bipolare

piccola variazione della tensione source-gate di origine termica, veniva interpretata come un segnale di ingresso e quindi amplificata. Per eliminare l'inconveniente si è fatto ricorso a due FET disposti in un circuito differenziale e montati sullo stesso dissipatore, ma anche così o si fa ricorso a due FET eguali forniti dal Costruttore e montati nello stesso dissipatore o i risultati sono poco soddisfacenti. In definitiva si è scelta la strada offerta dal condensatore che limita un po' la banda passante alle basse frequenze ma semplifica il circuito.

Pertanto i vari stadi sono accoppiati mediante condensatori in policarbonato da 0,1 μF.

Passiamo quindi al primo integrato e osserviamo che tra i terminali 2 e 3 sono stati inseriti due diodi in opposizione. Questi diodi sono dei BAY 71, la loro funzione è quella di impedire che un segnale «troppo forte» danneggi il μA 709.

Questo integrato infatti si brucia se la tensione tra gli ingressi 2 e 3 supera + o — 5 V. I diodi limitano questa tensione a circa ± 1 V garantendo così la incolumità dell'integrato.

Il guadagno di questo primo stadio è di 100 ossia di 40 dB. Ciò infatti è determinato dal rapporto tra il valore della resistenza di controreazione (= 1 MΩ) e il valore della resistenza di ingresso (= 10 kΩ), rapporto che vale appunto 100. La resistenza di 51 Ω posta in serie al piedino 6 costituisce un'altra protezione per l'integrato e precisamente lo protegge da eventuali cortocircuiti accidentali. Gli altri componenti passivi e cioè i condensatori da 3,3 pF e da 100 pF e la resistenza da 1,5 kΩ servono per la stabilizzazione alle alte frequenze.

Questo integrato è seguito da un attenuatore costituito da cinque resistenze collegate in sërie tra loro. A proposito di queste e delle altre resistenze c'è da osservare che è opportuno impiegare dei modelli al 5% se si vuole una precisione sufficiente; ovviamente è meglio impiegare, specie per questo partitore, resistenze all'1%. Un commutatore provvede a collegare l'ingresso del secondo integrato a una delle prese del partitore, selezionata al momento dell'impiego dall'operatore. Il valore totale dato dalla somma delle resistenze dell'attenuatore è, come si osserva facilmente, di 10 kΩ (6800 + 2200 + 680 + 220 + 100 = 10000 Ω) l'attenuazione relativa alla prima presa in basso è: 100/10000 = 0,01 che corrisponde ad una attenuazione di — 40 dB eguale cioè al guadagno del primo stadio. Sulla seconda presa l'attenuazione è (100 + 220) / 10000 = 0,032 che corrisponde a — 30 dB, si ha poi una attenuazione di — 20 dB sulla terza presa, — 10 dB sulla quarta e, infine, 0 dB, ossia nessuna attenuazione sulla quinta presa. Per comodità la «scala» dell'attenuatore è stata tarata in termini di guadagno complessivo, ossia comprendente anche l'ultimo stadio dell'amplificatore per cui i dB riportati sulla scala sono quelli corrispondenti al guadagno totale dell'amplificatore **meno** i dB di attenuazione del partitore. Poiché il guadagno del solo amplificatore è, in totale, pari a 100 dB con l'inserzione dell'attenuatore si ottengono i seguenti valori del guadagno: 100 dB (= nessuna attenuazione); 90 dB (= 10 dB di attenuazione); 80 dB (= 20 dB di attenuazione) e così via per 70 e 60 dB.

Riassumendo quindi si ha:

1ª posizione guadagno 60 dB
2ª posizione guadagno 70 dB

3ª posizione guadagno 80 dB

4ª posizione guadagno 90 dB

5ª posizione guadagno 100 dB

Veniamo quindi all'ultimo stadio che differisce dal precedente solo per due particolari. Il primo di questi è costituito dal trimmer da 10 kΩ il cui scopo è quello di compensare «l'**off-set**» del circuito. «L'off-set» di tensione dipende dal fatto che, a causa dell'alta amplificazione dell'integrato, un piccolo squilibrio tra le tensioni presenti ai due ingressi di questo, può dare in uscita una certa tensione anche in assenza di segnale in ingresso. Al limite la tensione di uscita potrebbe essere di + 11 V o di − 11 V ossia eguale alla tensione di alimentazione. Per eliminare questo inconveniente si è fatto ricorso al trimmer da 10 kΩ che consente di regolare la polarizzazione dell'ingresso 3 del μA 709 in modo da avere tensione zero in uscita in assenza di segnale in ingresso.

L'altro particolare in cui questo stadio differisce dal precedente riguarda la resistenza di controreazione che è di 10 MΩ. Poiché l'impedenza di ingresso dell'amplificatore è ancora di 10 kΩ risulta che il guadagno di questo stadio è di 1000, ossia 60 dB.

Gli altri componenti svolgono le funzioni descritte in precedenza per il primo integrato, l'uscita viene prelevata ai capi di una resistenza di 10 kΩ, lo stadio è protetto dai corti circuiti.

Rimane da vedere l'alimentatore. La tensione di alimentazione è fornita da tre pile da 9 V collegate in serie in modo da ottenere 27 V. Poiché gli operazionali integrati μA 709 necessitano, per il loro funzionamento, di due tensioni, una positiva e una negativa, queste tensioni sono ottenute, stabilizzate, mediante due diodi Zener BZY88C11, come si nota nel circuito. Tali diodi sono collegati in serie ed il loro collegamento comune è inviato a massa. Ai capi dei due zener si hanno due tensioni corrispondenti a + e − 11 V necessarie all'alimentazione degli integrati e del FET. La tensione positiva va al terminale 7 del μA 709 la tensione negativa va al terminale 4 dello stesso.

MONTAGGIO DEL CIRCUITO

Il circuito è stato realizzato su di una basetta di bachelite forata recante, in corrispondenza dei fori, dei dischetti di rame. In questo modo la realizzazione risulta piuttosto veloce e si presta alla messa a punto del prototipo.

La basetta è stata poi montata verticalmente, mediante due squadrette, nell'interno di una custodia di metallo. Essa ha le dimensioni di 120 x 75 mm. La custodia ha le dimensioni di 160 x 85 x 110 mm. La parte anteriore del contenitore è stata forata per permettere il montaggio del jack di ingresso, del commutatore dei morsetti di uscita e, ovviamente, dell'interruttore. Il commutatore è a una via e cinque posizioni; va ovviamente bene anche se le vie sono due e le posizioni in numero maggiore.

L'interruttore è del tipo a slitta bipolare, interrompe cioè entrambi i poli del circuito di alimentazione.

I terminali dei diodi sono stati lasciati piuttosto lunghi e, affinché non ingombrassero, sono stati avvolti a «molla». In questo modo gli zener dissipano meglio il calore ed inoltre possono essere anche riutilizzati.

MESSA A PUNTO

Realizzato il circuito e controllato che tutto sia a posto, in particolare i terminali degli integrati e del FET e i diodi zener, possiamo dare tensione al circuito. Prima di fare ciò colleghiamo un tester all'uscita nella posizione V =, volt continua, e 15 V di fondo scala o giù di lì. Certamente il voltmetro indicherà qualcosa, eventualmente dovremo invertire la polarità dei puntali se noteremo che l'indice «sbatte» contro l'arresto a sinistra della scala.

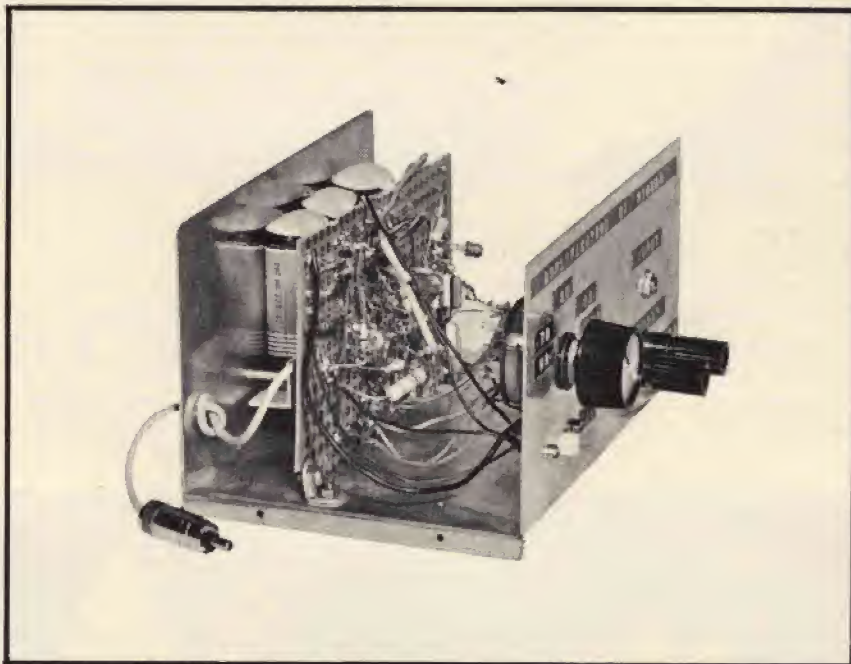


Fig. 2 - Prototipo a realizzazione ultimata dell'amplificatore di misura. Il montaggio è stato effettuato in via sperimentale per verificarne il funzionamento.

Poiché il segnale in ingresso è zero, infatti non è stato collegato alcun trasduttore in ingresso e il gate è a massa attraverso la resistenza da 1 MΩ, anche la tensione di uscita deve essere zero. E' molto improbabile che ciò accada, a meno che non vi sia qualche errore di montaggio, o si sia imbroccata alla prima la posizione del trimmer che regola l'off-set. Supponendo quindi che la tensione di uscita sia diversa da zero cercheremo di annullarla agendo leggermente sul trimmer.

Data la sensibilità del circuito l'operazione va condotta con pazienza; noteremo che ruotando il trim-

mer in un senso si ha un certo spostamento dell'indice, poniamo verso destra, mentre ruotandolo in senso contrario lo spostamento dell'indice dello strumento cambia. Attorno a questa posizione del trimmer si ha la regolazione esatta. Osserviamo ancora che, se la tensione di un diodo zener non è rigorosamente eguale a quella dell'altro, la posizione di equilibrio può aversi per una tensione di uscita diversa da zero.

Il fatto che la tensione di uscita risulti leggermente diversa da zero per segnale di ingresso nullo non pregiudica il funzionamento dell'amplificatore, si prevede infatti di amplificare esclusivamente segnali in alternata per cui questa componente continua incidentale può essere eliminata inserendo un altro condensatore in serie all'uscita. L'unico inconveniente si avrà nel caso che si spinga l'amplificazione al massimo. In tal caso, infatti, una delle due semionde del segnale saturerà prima dell'altra, introducendo così una certa distorsione. Questo fenomeno è visibile all'oscilloscopio: si nota appunto un appiattimento di una delle due semionde di uscita. Per eliminare l'inconveniente è sufficiente agire sul commutatore in modo da ridurre l'amplificazione impedendo così la saturazione dell'integrato.

APPLICAZIONI

Come è già stato detto l'amplificatore in questione può essere utilizzato per aumentare la sensibilità di un oscilloscopio. Per fare ciò basterà collegare l'uscita dell'amplificatore all'ingresso Y dell'oscilloscopio. Potremo così vedere sullo schermo di un modesto oscilloscopio tensioni di microvolt.

Un altro impiego può essere rappresentato dalla possibilità di migliorare le caratteristiche di un voltmetro elettronico aumentando ancora la sensibilità di questo strumento e rendendolo idoneo alla misura di tensioni piccolissime.

Infine possiamo trasformare un normale tester in un microvoltmetro per tensioni alternate collegando l'uscita dell'amplificatore al tester disposto in modo da misurare le tensioni alternate. Oltretutto avremo uno strumento ad alta impedenza di ingresso.

Infine, un impiego può essere l'uso dell'amplificatore come fonometro: basterà collegare all'ingresso dell'amplificatore stesso un microfono piezoelettrico tarato, ossia del quale si conosca quanti microvolt fornisce per ogni microbar di pressione sonora. All'uscita occorrerà disporre di un opportuno rivelatore; al limite, se non siamo troppo raffinati, un tester impiegato come voltmetro per tensioni continue.

AVVERTENZE

Per il corretto impiego dello strumento, per non correre il rischio di danneggiare l'unico componente non protetto, ossia il FET, bisognerà fare attenzione a non mandare in ingresso tensioni troppo alte. Il FET sopporta una tensione massima tra gate e source di ± 30 V; tuttavia, essendo inserito in un circuito, sarà bene evitare che venga inviata sul suo gate una tensione alternata superiore a qualche volt.

Del resto, trattandosi di un microvoltmetro, il suo impiego è da limitarsi a tensioni bassissime.

ALT
IMPORTANTE
Prenotate ogni mese la rivista presso il vostro abituale rivenditore. Ve ne assicurerete la disponibilità evitando, nel caso di esaurimento, di rimanere privi di uno o più fascicoli. Dato l'enorme costo della carta e della stampa, per non aumentare il prezzo dobbiamo programmare la quantità di ogni fascicolo mensile secondo le richieste. Sarà quindi assai difficile, in futuro, trovare numeri arretrati. Controllate poi che il rivenditore dia corso alla prenotazione. Risulta che alcuni promettono ma non se ne interessano e danno magari la colpa al distributore o all'editore. Insistete, perché la copia prenotata non può e non deve mancare.

Questo circuito, molto utile per effettuare la calibrazione di un oscilloscopio a doppio asse, viene realizzato impiegando una coppia di diodi zener simmetrici agli effetti delle caratteristiche, per ottenere una taratura molto precisa delle scale di deflessione orizzontale o verticale di un oscilloscopio. In realtà, il circuito è stato concretato in un primo tempo per un tracciacurve per diodi e transistori, ma la genialità del suo principio di funzionamento e la facilità di costruzione lo hanno reso adatto anche per svolgere numerose altre funzioni di calibrazione.

XY



COSTRUZIONE E USO DI UN CALIBRATORE "XY"

Molte volte, durante il normale impiego di un oscilloscopio, risulta vantaggioso disporre di tracce calibrate per la deflessione verticale e/o orizzontale, in modo da poter effettuare rapidamente accurate misure quantitative.

Esistono numerosi modi nei quali questa calibrazione può essere eseguita, sebbene il calibratore che stiamo per descrivere costituisca un mezzo molto semplice e preciso, che permette la facile messa a punto della tensione di calibrazione di un asse qualsiasi per qualsiasi livello.

Il circuito del calibratore si basa sulle caratteristiche dinamiche di una semplice rete di sfasamento, come si osserva alla **figura 1-A.** In questo dispositivo, le tensioni presenti alle due estremità del secondario del trasformatore sono sfasate tra loro di 180°.

Con l'aggiunta del circuito R/C è possibile fare in modo che le tensioni V (verticale) ed H (orizzontale) presentino tra loro una differenza di fase di 90°.

Quando vengono applicate agli ingressi di un oscilloscopio (a patto che i relativi comandi di guadagno siano regolati in modo appropriato), queste tensioni V ed H determinano la produzione sullo schermo fluorescente del tubo a raggi catodici di un cerchio o di un' ellisse.

I diametri verticale e orizzontale corrispondono ai valori rispettivi da picco a picco delle tensioni. Una delle caratteristiche particolari di questo circuito, inoltre, consiste nel fatto che l'ampiezza dei segnali di uscita non può variare di livello, in quanto un potenziometro collegato ai capi dell'uscita provocherebbe variazioni corrispondenti nelle relazioni di fase.

La **figura 1-B** chiarisce il fatto che, se viene aggiunta al circuito una coppia di diodi, i tratti negativi dei segnali di deflessione verticale e orizzontale vengono eliminati, in modo che la traccia oscilloscopica assuma l'aspetto della quarta parte di un cerchio. Infine, se i diodi aggiunti sono del tipo zener, vengono limitate anche le variazioni positive delle tensioni, sebbene in corrispondenza di un valore più elevato, pari appunto alla tensione zener.

In tal modo, è possibile ottenere una traccia oscilloscopica che riproduce la forma di un quadrato, come si osserva alla **figura 1-C.**

La **figura 2** rappresenta invece il circuito effettivo del calibratore a doppio asse. Con la presenza ai capi delle uscite di potenziometri di elevato valore resistivo, è possibile predisporre le tensioni su qualsiasi valore compreso tra zero ed il massimo, che dipende dalle caratteristiche intrinseche dei diodi.

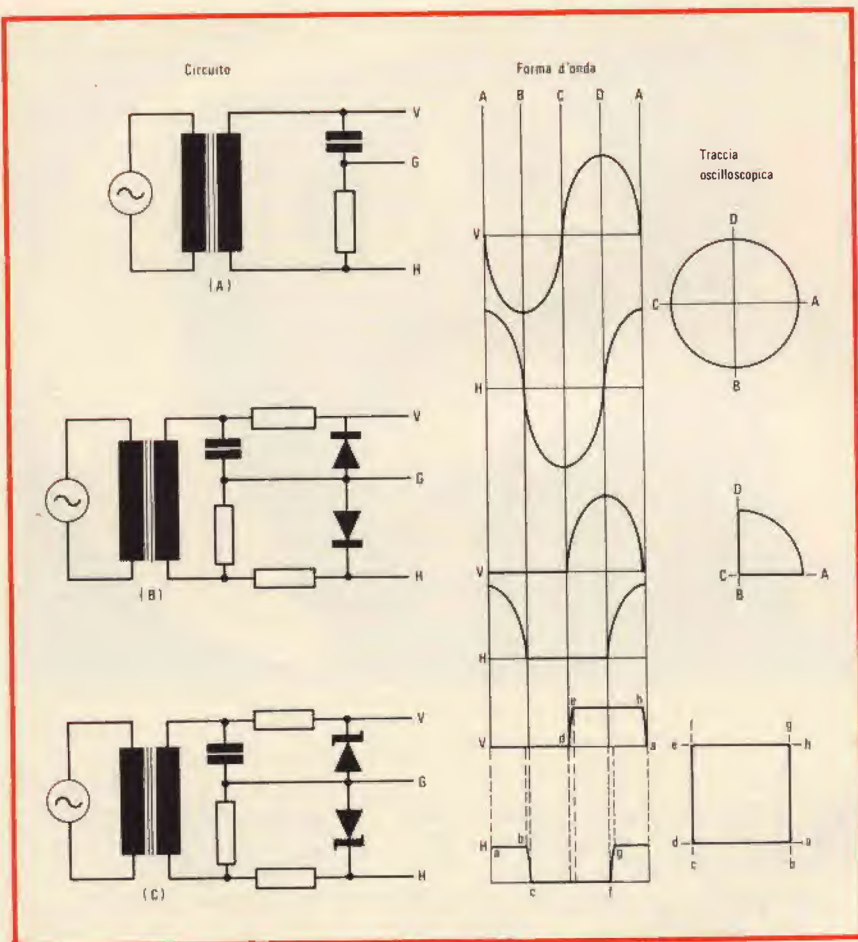


Fig. 1 - Sono qui rappresentate le tre fasi successive di sviluppo del circuito calibratore. In «A» è illustrato il principio di funzionamento del tipico sistema di sfasamento, a destra del quale sono riprodotte le forme d'onda disponibili, e la struttura caratteristica della traccia oscilloscopica circolare. In «B» viene illustrato ciò che si ottiene aggiungendo due diodi, la cui presenza limita alla quarta parte di un cerchio la traccia oscilloscopica. In «C» — infine — si osserva la modifica del circuito con l'aggiunta dei diodi zener in sostituzione dei diodi normali, il che permette di ottenere una traccia oscilloscopica avente una struttura quadrata.

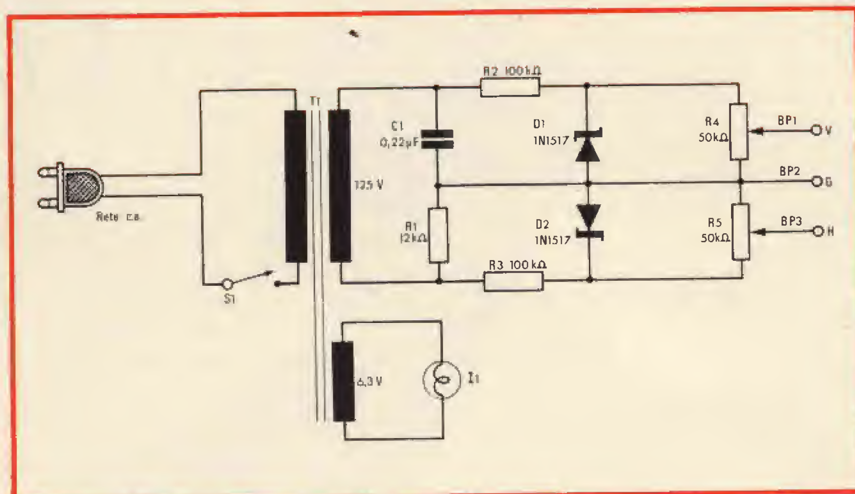


Fig. 2 - Circuito completo del calibratore, con l'aggiunta dei due potenziometri a variazione graduata, nonché della lampada facoltativa che funge da spia, e che si accende soltanto quando l'interruttore S1 è chiuso, e quindi quando lo strumento è in funzione.

COSTRUZIONE DEL CALIBRATORE

Il circuito può essere allestito su qualsiasi tipo di telaio, sebbene sia preferibile installarlo direttamente all'interno dell'oscilloscopio, purché sul pannello frontale, o in qualsiasi altra posizione adatta, sia possibile installare i relativi potenziometri muniti di quadranti graduati.

Il cablaggio può essere eseguito secondo la tecnica «da punto a punto», impiegando basette di ancoraggio per fissare i vari componenti. La loro disposizione non è affatto critica.

Se si fa uso di un trasformatore che fornisca al secondario una tensione di valore più elevato di quello indicato nello schema, è utile aumentare la dissipazione nominale di potenza di R1, per evitare che il suo funzionamento determini una eccessiva produzione di calore.

Se invece la tensione secondaria è di valore inferiore, è necessario modificare opportunamente le caratteristiche dei diodi zener ed i valori resistivi di R2 e di R3.

Qualsiasi tipo di diodo zener, con la tensione caratteristica di 25 V o inferiore, può essere usato per realizzare il circuito nel modo illustrato. Se i diodi presentano invece una tensione zener maggiore di 25 V, occorre aumentare la tensione secondaria del trasformatore, oppure diminuire il valore resistivo di R2 e di R3.

Se durante le operazioni di collaudo si nota che un angolo della traccia oscilloscopica risulta arrotondato, la correzione può essere effettuata semplicemente diminuendo di poco il valore di questi due resistori. Il valore di R4 e di R5 non è critico, ma non deve però essere inferiore a quello precisato.

CALIBRAZIONE DEI DIODI

La tensione di funzionamento dichiarata nelle caratteristiche di un diodo zener costituisce solitamente un valore nominale. Per determinare il valore esatto di ogni esemplare, è opportuno collegarlo ad un circuito disposto in base allo schema di **figura 3.**

A mano a mano che la tensione continua applicata viene aumentata

partendo dal valore zero, il voltmetro fornisce un'indicazione progressivamente maggiore, fino al punto in cui il diodo entra in stato di conduzione. Una volta raggiunto questo punto, qualsiasi ulteriore aumento della tensione applicata non determina più alcun aumento dell'indicazione fornita dal voltmetro.

Occorre quindi prendere nota del valore di tensione in corrispondenza del quale l'indice dello strumento raggiunge una posizione stabile. Ciò fatto, occorre invertire la polarità di collegamento del diodo, e ripetere il procedimento, predisponendo il voltmetro su di una portata inferiore.

La tensione indicata deve essere naturalmente molto inferiore (pari approssimativamente a 0,5 V), in quanto — in tali condizioni — il diodo non viene polarizzato in senso diretto.

Sommare quindi i due valori di tensione riscontrati, per ottenere la tensione rappresentata su di un lato della traccia oscilloscopica quadrata, corrispondente alla massima rotazione del potenziometro. Ripetere la medesima procedura di calibrazione per l'altro diodo, scegliendone un esemplare le cui caratteristiche siano il più possibile uguali a quelle del diodo precedente.

ACCOPPIAMENTO DEI DIODI

A meno che il realizzatore non abbia una notevole fortuna, è piuttosto difficile trovare due diodi zener perfettamente uguali. Occorre però precisare che una eventuale asimmetria delle suddette caratteristiche può essere tollerata, in quanto i due potenziometri vengono calibrati indipendentemente.

Se si preferisce fare in modo che le indicazioni massime dei potenziometri siano le medesime, oppure se si desidera usare un potenziometro doppio di precisione, il circuito dei diodi deve essere invece perfettamente accoppiato e simmetrico.

A tale scopo, collegare la linea di massa ed una delle due uscite del calibratore all'ingresso orizzontale dell'oscilloscopio. Predisporre entrambi i potenziometri di calibrazione al massimo valore, e regolare quindi il guadagno orizzontale dell'oscilloscopio finché la traccia occupi un determinato numero di divisioni dell'asse orizzontale.

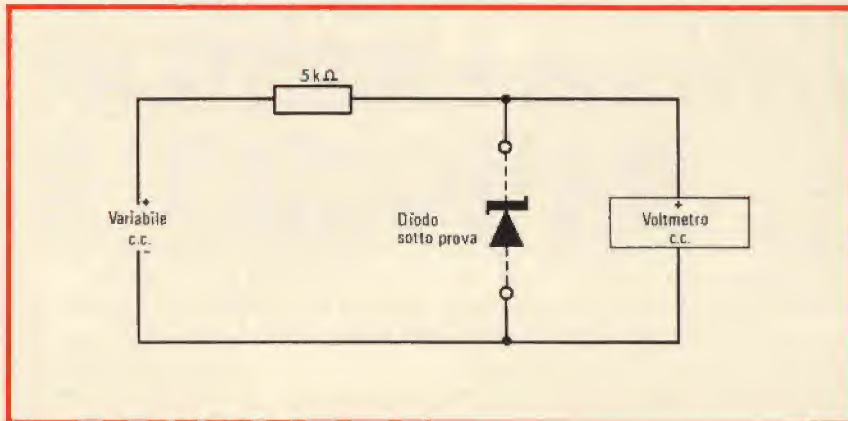


Fig. 3 - Questo semplice circuito può essere usato per verificare il valore della tensione critica di funzionamento di qualsiasi diodo zener, a patto che il valore della tensione continua disponibile sia sempre superiore a quello della nominale tensione di funzionamento del diodo sotto prova.

Ciò fatto, lasciare nella posizione in cui si trova il comando di guadagno orizzontale dell'oscilloscopio, e staccare l'uscita del calibratore dall'ingresso orizzontale, collegandolo invece all'ingresso verticale.

In tali circostanze, regolare il guadagno verticale dell'oscilloscopio finché la traccia verticale occupa il medesimo numero di divisioni sull'asse verticale.

Occorre ricordare che la regolazione dei due comandi di guadagno non deve più essere alterata dopo l'esecuzione delle operazioni descritte.

Collegare quindi il calibratore all'oscilloscopio nel modo corretto. In altre parole, l'uscita della tensione V deve essere applicata all'ingresso verticale, mentre l'uscita della tensione H deve essere applicata all'ingresso orizzontale. I suddetti collegamenti vanno effettuati mantenendo anche il regolare collegamento di massa.

Dopo aver effettuato queste connessioni, la traccia oscilloscopica deve essere costituita da un quadro (vedi **figura 4**), se i diodi sono tra loro correttamente accoppiati. In caso contrario, inserire un potenziometro di compensazione («trimmer») tra il potenziometro della tensione più elevata (corrispondente al lato più lungo della traccia oscilloscopica) ed il diodo associato, e regolarlo fino ad ottenere una traccia perfettamente quadrata.

Se è possibile trovare il valore appropriato, sarà in seguito facile sostituire il potenziometro compensatore con un resistore di valore fisso.

CALIBRAZIONE DEI QUADRANTI

Entrambi i potenziometri devono essere muniti di una manopola ad indice e di quadranti sprovvisti di diciture.

La posizione massima di rotazione deve essere contrassegnata con i valori di tensione riscontrati durante la calibrazione dei diodi in

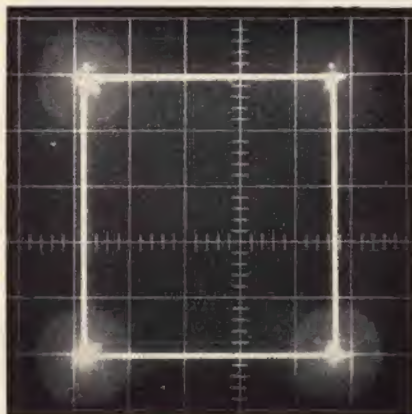


Fig. 4 - Esempio tipico di traccia oscilloscopica a struttura quadrata, come può essere facilmente ottenuta sullo schermo fluorescente di un tubo a raggi catodici. I punti luminosi presenti in ogni angolo sono dovuti all'istante in cui il punto di esplorazione dello schermo si ferma prima di cambiare direzione lungo ciascuna traccia.

base alla procedura precedentemente descritta.

Supponiamo ad esempio che tale tensione presenti un valore di 27 V; in tal caso, la massima rotazione in senso orario dei potenziometri deve recare il valore 27.

Regolare quindi i controlli di guadagno orizzontale e verticale dell'oscilloscopio finché il lato del quadrato corrisponde a 27 divisioni sulla scala. In tal modo, si determina sullo schermo la condizione per cui la scala corrisponde esattamente ad 1 V per divisione.

Ciò fatto, senza più toccare i comandi di deflessione dell'oscilloscopio, predisporre entrambi i potenziometri del calibratore in modo da ottenere la produzione di una traccia oscilloscopica quadra il cui lato corrisponda a 25 divisioni. Contrassegnare i quadranti in modo corrispondente.

Ripetendo la medesima operazione, contrassegnare entrambe le scale in progressione di 5 in 5 V, fino al valore zero.

Se i diodi zener disponibili funzionano con tensioni caratteristiche che non corrispondano a valori interi e ben definiti, è necessario aggiungere resistori di egual valore tra ciascun potenziometro ed il diodo zener associato, fino ad ottenere un valore di tensione più conveniente.

Ad esempio, supponiamo che la tensione caratteristica dei diodi zener disponibili sia di 19,5 V. In tal caso, può essere preferibile disporre del valore massimo di 15 V.

Per effettuare la correzione, predisporre entrambi i potenziometri del calibratore alla massima rotazione in senso orario, e regolare i comandi di guadagno dell'oscilloscopio in modo che la traccia oscilloscopica quadrata corrisponda a 19,5 divisioni su ciascun lato.

Inserire quindi dei valori resistivi tra ciascun potenziometro ed il relativo diodo zener, finché la larghezza della traccia si riduce esattamente a quindici divisioni (15 V) su ciascun lato. Questo valore resistivo costituisce l'aggiunta necessaria per ottenere l'adattamento dei valori globali precedentemente aggiunti.

Eseguire quindi la taratura dei quadrati nel modo già descritto.

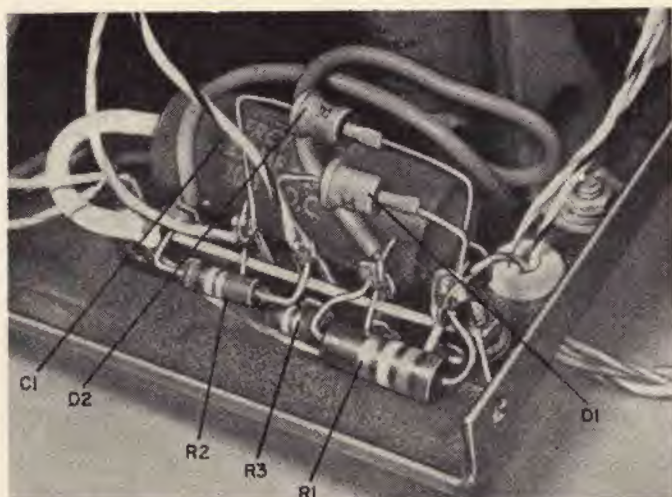


Fig. 5 - L'intero circuito può essere montato su di una semplice basetta di ancoraggio, eseguendo il cablaggio col sistema «da punto a punto». I tre cavi visibili di cui uno bianco e due grigi, rappresentano le connessioni facenti capo agli ingressi dell'oscilloscopio.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	=	**resistore da 12.000 Ω, 1 W**
R2	=	**resistore da 100.000 Ω, 0,5 W**
R3	=	**resistore da 100.000 Ω, 0,5 W**
R4	=	**potenziometro lineare a grafite da 50.000 Ω**
R5	=	**potenziometro lineare a grafite da 50.000 Ω**
C1	=	**condensatore da 0,22 μF - 200 V**
D1	=	**diodo zener tipo 1N1517 o similare (vedi testo)**
D2	=	**diodo zener tipo 1N1517 o similare (vedi testo)**
T1	=	**trasformatore di alimentazione: primario adatto alla tensione di rete, secondari 125 V con 15 mA, e 6,3 V con 600 mA**
I1	=	**lampada spia da 6,3 V**
S1	=	**interruttore monopolare a levetta**
BP1/2/3	=	**morsetti di ancoraggio: V = Verticale; G = Massa; H = Orizzontale**

USO DEL CALIBRATORE

Come accennato, e come viene riportato nella descrizione originale di Electronic Experimenter's Handbook, questo calibratore è stato ideato in un primo tempo per consentirne l'impiego con traccia-curve per diodi e transistori, ed in seguito ne è stato esteso l'uso per la calibrazione degli assi orizzontale e verticale di un oscilloscopio.

In questo tipo di impiego, è spesso opportuno fare in modo che la scala verticale risulti compressa rispetto alla scala orizzontale, o viceversa.

Questo risultato particolare può essere ottenuto facilmente usando il calibratore in modo da ottenere 1 o 2 V per divisione lungo la scala di deflessione verticale, e 5 V o più per divisione, lungo l'asse di deflessione orizzontale.

A seconda delle esigenze del costruttore e dell'utente, i quadranti dei due potenziometri di controllo possono essere calibrati in modo da ottenere qualsiasi scala di taratura sullo schermo fluorescente del tubo a raggi catodici.

ALIMENTATORE A CHOPPER

a cura di J.P. CHABANNE

Negli alimentatori stabilizzati classici vi è un elemento serie a comando lineare, generalmente un transistore di potenza, il quale è costantemente alimentato con una tensione (Ve-Vu), differenza tra la tensione non stabilizzata di entrata Ve e la tensione regolata in uscita Vu. Questo elemento serie è attraversato dalla corrente I_u fornita al carico; esso dissipa quindi una potenza pari a I_u (Ve-Vu), la quale oltre ad abbassare il rendimento dell'alimentatore, impone una limitazione alla corrente massima erogabile affinché l'elemento serie stesso non sia sovraccaricato.

Al fine di ridurre la potenza dissipata nell'elemento serie conviene farlo funzionare in modo «tutto o niente». Si stabilizzerà allora la tensione in uscita, variando il rapporto tra il tempo di conduzione e quello di interdizione del transistore serie. La frequenza di funzionamento dovrà essere relativamente elevata (10 ÷ 100 kHz) affinché si possa facilmente livellarla a mezzo di un filtro a elementi di valore relativamente modesto.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il principio di funzionamento di un regolatore a chopper è indicato in fig. 1. K è l'elemento commutatore (transistore) che funziona a grande velocità sotto l'azione del segnale fornito dal comparatore «Comp».

Una parte della tensione media di uscita kV_u, prelevata con la rete partitrice R_1 - R_2, viene confrontata con una tensione di riferimento dal comparatore.

Secondo il senso ed il valore della differenza tra kV_u e la tensione di riferimento, il comparatore farà variare il rapporto ciclico e la frequenza del segnale di comando di K, vale a dire varierà il rapporto dei tempi di conduzione e di interdizione in modo tale che la tensione di uscita Vu resti sensibilmente costante a parte una piccola fluttuazione (carica e scarica di C).

Il contatto K resta aperto per i valori di V_1 tali che $kV_u > V$ ref e chiuso se $kV_u < V$ ref.

Poniamoci all'istante t = 0, allorchè il contatto K viene chiuso. Lo schema di funzionamento è rappresentato in fig. 2 e le forme d'onda corrispondenti sono raffigurate in fig. 3.

Supponiamo ora che la resistenza ohmica dell'induttanza L sia molto piccola e quindi trascurabile.

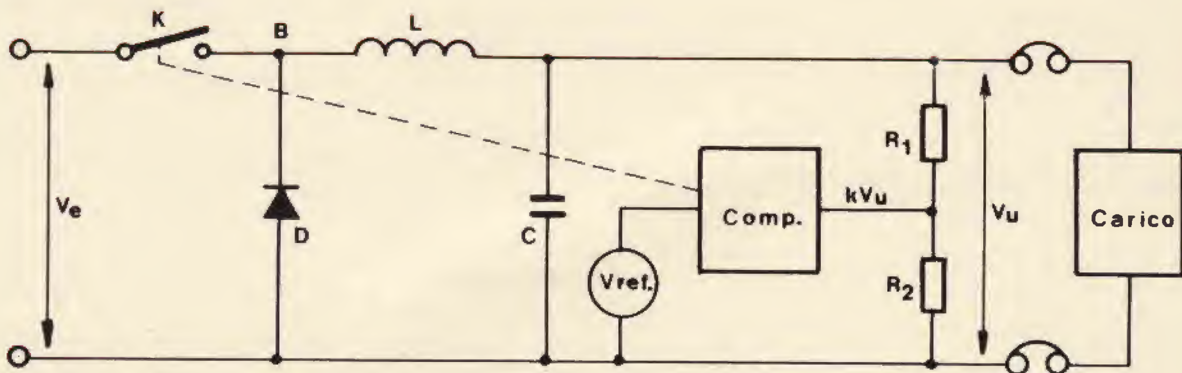


Fig. 1

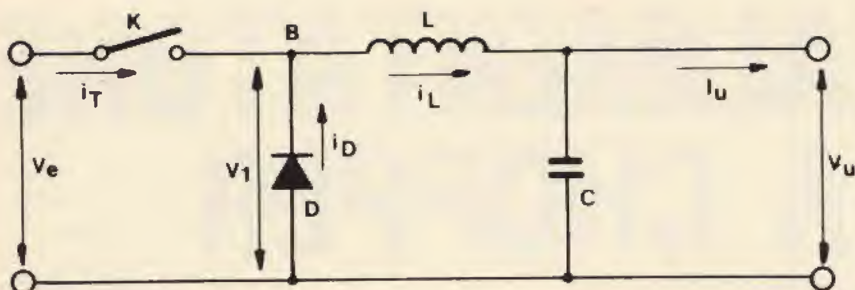


Fig. 2

Quando K si chiude, ai capi di L è applicata una tensione costante Ve-Vu. Si suppone che Vu sia praticamente costante essendo molto grande il valore di C.

La corrente nell'induttanza crescerà dunque con legge lineare secondo la relazione:

$$i_L = \frac{Ve-Vu}{L} t$$

Il diodo D non viene attraversato da nessuna corrente poiché è polarizzato in inversa e si può scrivere $i_T = i_L$.

Sia Iu la corrente media assorbita dal carico; fino a quando I_L non raggiunge il valore Iu, il condensatore C si scarica e la tensione Vu diminuisce.

All'istante $t = t_1$ in cui i_L supera il valore Iu, C comincia a caricarsi. Questa carica è molto piccola, in rapporto a Vu poiché la capacità di C è molto grande ed i tempi di carica molto piccoli.

Vu ed i_L aumentano fino al momento in cui $kV_u > Vref$.

Al tempo t_2 K si apre e la corrente nell'induttanza è allora massima:

$$i_L = I_{max} = \frac{Ve-Vu}{L} t_2$$

In questo istante nell'induttanza è immagazzinata una energia:

$$W = \frac{1}{2} L I^2_{max}$$

Questa energia dovrà essere recuperata. Come la bobina diviene «generatrice», in quanto la corrente tende a continuare a scorrere in L, la tensione ai capi di L si inverte ed il potenziale del punto «B», che era uguale a Ve quando K era chiuso, si abbassa rapidamente. Quando questo potenziale arriva leggermente al di sotto dello zero (in relazione alla linea negativa) il diodo D inizia a condurre. La tensione ai capi di L è allora uguale a —Vu e la corrente nella bobina diminuirà secondo la legge.

$$i_L = I_{max} - \frac{Vu}{L} t$$

Il diodo D permette quindi alla corrente di richiudersi ed $i_D = i_L$.

Il condensatore C continua a caricarsi fintanto che i_L è superiore a Iu. All'istante t_3 quando $i_L = Iu$, C comincia a scaricarsi e quindi Vu diminuisce.

Al tempo $t = t_4$ l'energia immagazzinata nell'induttanza è completamente recuperata e quindi $i_L = i_D = 0$. La tensione V_1 ai capi del diodo risale al valore Vu.

Occorre attendere l'istante t_5 allorché kV_u scendendo diviene pari a Vref perché il contatto k si richiuda e ricominci il ciclo.

Il tempo di conduzione del diodo (t_D) o tempo di recupero, si situa tra due periodi di conduzione del transistore (t_T) ed a seconda che la corrente di uscita I_u sia debole o forte si possono avere due casi:

— Il tempo di conduzione del diodo è più piccolo del tempo compreso tra due periodi di conduzione del transistore.

— Il tempo di conduzione del diodo è più lungo del tempo compreso tra due periodi di conduzione del transistore per cui l'induttanza non riesce a scaricarsi completamente.

1 - L'NDUTTANZA E' COMPLETAMENTE SCARICA PRIMA CHE IL TRANSISTORE RITORNI IN CONDUZIONE

Questo caso si verifica generalmente quando I_u è di debole valore.

Sia:

t_T — il tempo di conduzione del transistore
$t_T = t_2$

t_D — il tempo di conduzione del diodo
$t_D = t_4 - t_2$

to — il tempo in cui non conduce nè il transistore nè il diodo
$to = t_5 - t_4$

T — il periodo del ciclo
$T = t_5$

$t_N = T - t_T$ il tempo di non conduzione del transistore.

Ne segue:

La corrente massima nel transistore è:

$$I_{max} = \frac{Ve-Vu}{L} t_T \quad (1)$$

La corrente massima nei diodi è:

$$I_{max} = \frac{Vu}{L} t_D \quad (2)$$

Il tempo di conduzione del diodo è più piccolo del tempo di non conduzione del transistore (t_N) se:

$$t_D < t_N \text{ oppure } \frac{L\ I_{max}}{Vu} < t_N$$

Dalla (1) e dalla (2) si ricava allora:

$$t_D = \frac{Ve - Vu}{Vu} t_D < t_N$$

Si nota subito che il rapporto tra il tempo di conduzione del diodo t_D e quello del transistore t_T sarà tanto più piccolo quanto più si ridurrà la differenza Ve — Vu.

2 - L'INDUTTANZA NON E' COMPLETAMENTE SCARICA PRIMA CHE IL TRANSISTORE RITORNI IN CONDUZIONE

Le forme d'onda sono quelle di fig. 4.

Non vi è più un tempo to ed il tempo di conduzione del diodo si estende a tutto il periodo t_N; (t_D = = t_N).

La corrente di collettore iniziale non è nulla ma ha un certo valore Io.

L'induttanza non si scarica completamente, circola ancora una corrente Io nel diodo al momento in cui il transistore ritorna conduttore.

$$Vu = V_1 \text{ (med.)} = Ve \frac{t_T}{T} =$$

$$= Ve\, t_T f \text{ oppure } t_T = \frac{Vu}{V_e f} \quad (3)$$

Durante la conduzione del transistore si ha:

$$I_{max} - Io = \frac{t_T \text{ (Ve-Vu)}}{L} \quad (4)$$

Durante la conduzione del diodo:

$$I_{max} - Io = \frac{t_D \text{ Vu}}{L} \quad (5)$$

Dalla (2) alla (3) si deriva t_r (Ve-Vu) = t_D Vu e:

$$\frac{t_D}{t_T} = \frac{\text{Ve-Vu}}{\text{Vu}}$$

D'altra parte la quantità di elettricità durante la conduzione del transistore è:

$$Q_T = \text{(med.) } t_T$$

e

$$I_T \text{ (med.)} = \frac{I_{max} + Io}{2}$$

quindi

$$Q_T = \frac{I_{max} + Io}{2} t_r$$

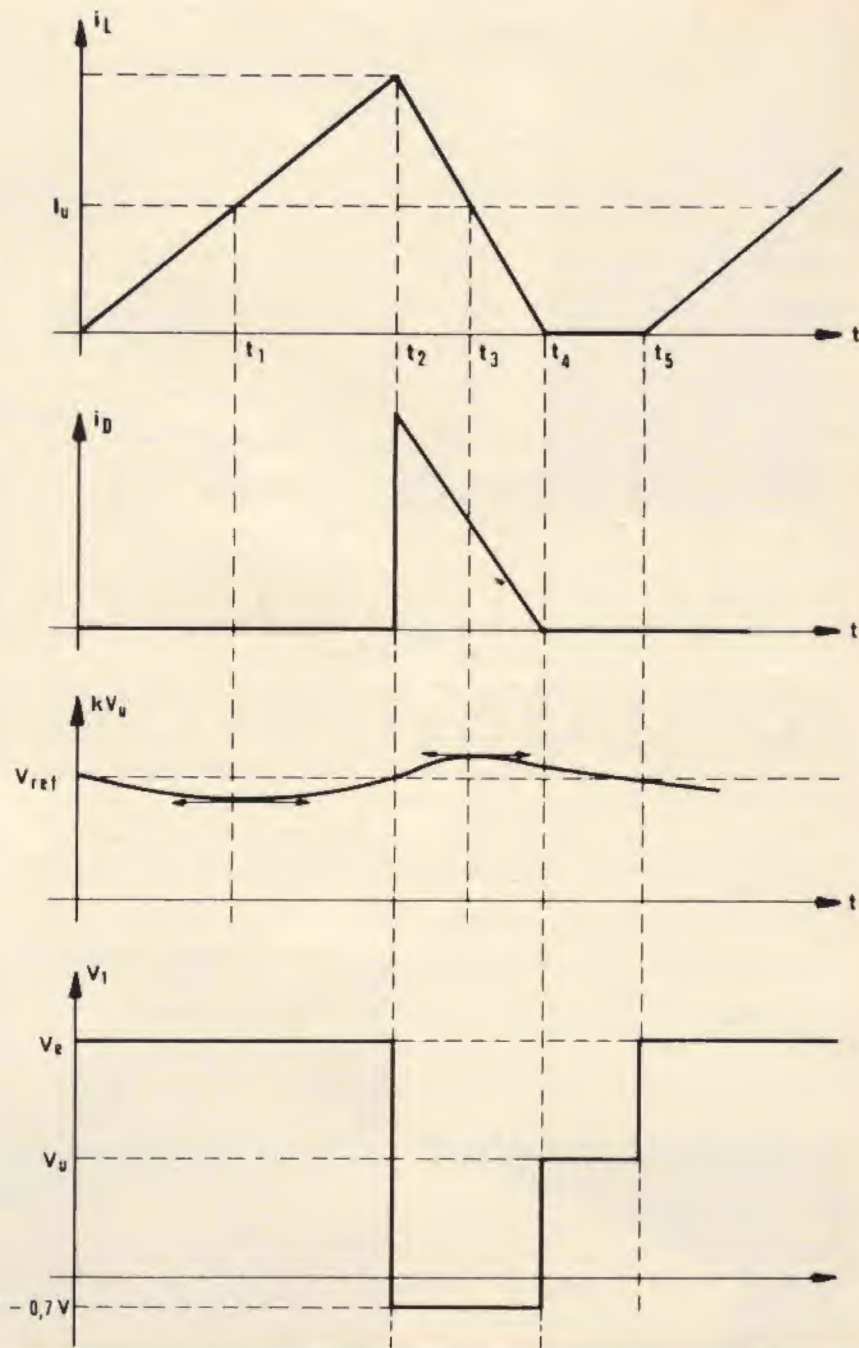


Fig. 3

La quantità di elettricità trasferita durante la conduzione del diodo è:

$$Q_D = Io \text{ (med.) } t_D$$

ne segue:

$$Q_D = \frac{I_{max} + Io}{2} t_D$$

La quantità totale di elettricità $Q = Q_T + Q_D$ è uguale a:

$$Q = (t_T + t_D) \frac{I_{max} + Io}{2}$$

se $t_T + t_D = T$

T periodo di oscillazione

$$Q = T \frac{I_{max} + Io}{2} =$$

$$= \frac{I_{max} + Io}{2f} \quad (6)$$

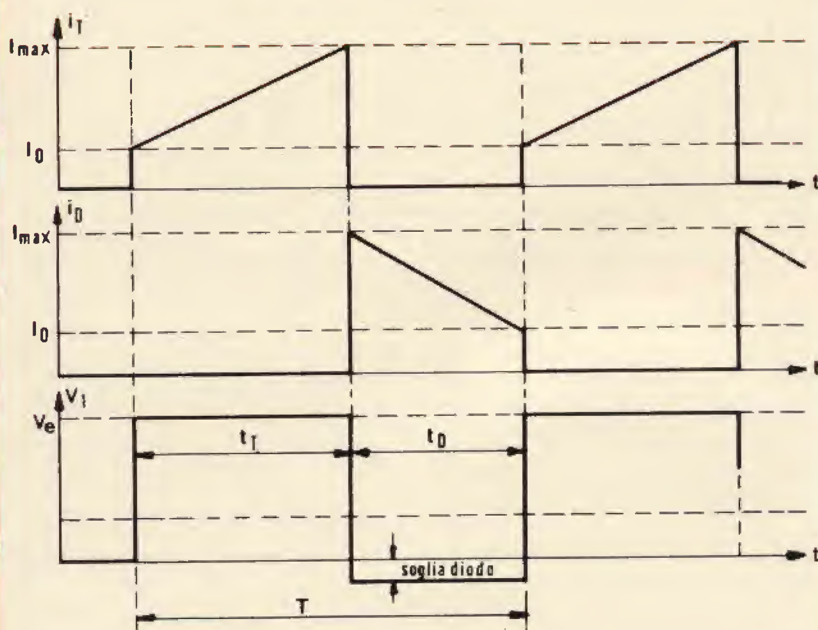


Fig. 4

Poiché Q = IuT (Iu = corrente media di uscita) (7) (6) e (7) diventano:

$$I_u = \frac{I_{max} + Io}{2} \quad (8)$$

dalla (6) si ottiene:

$$I_0 = 2I_u - I_{max} \quad (9)$$

Riportando la (9) nella (4) si

$$I_{max} - (2I_u - I_{max}) = \frac{t_T\ (Ve\text{-}Vu)}{L}$$

da cui si determina il valore dell'induttanza:

$$L = \frac{t_T\ (Ve\text{-}Vu)}{2\ (I_{max}\ - I_u)}$$

L'ordine di grandezza del condensatore d'uscita C della fig. 2 può essere determinato come segue. Si supponga che Io sia nulla, questo è il caso più gravoso per il filtro in quanto I parte da 0 per raggiungere il valore I_{max} in un tempo t_T e si ha la massima variazione della corrente stessa.

Il valore massimo di I, come abbiamo già visto, è:

$$I_{max} = \frac{Ve\text{-}Vu}{L}\ t_T$$

Poiché la sua crescita è lineare il suo valore medio è:

$$Imed. = \frac{1}{2}\ \frac{Ve\text{-}Vu}{L}\ t_T$$

D'altra parte $I = C \dfrac{dv}{dt}$ e

quindi:

$$C = (\frac{Ve\text{-}Vu}{2L}\ t_T)\ (\frac{t_T}{\Delta Vu})$$ dove

ΔVu è la variazione ammessa della tensione d'uscita.

$$C = (\frac{Ve\text{-}Vu}{2L\ \Delta\ Vu})\ t^2_T.$$

IMPORTANTE PER GLI ABBONATI

Gli abbonati troveranno in questo numero i doni promessi:
— tre circuiti stampati
— carta di sconto GBC
— indice generale ed analitico 1971 - 72 - 73

Ogni abbonato avrà cura di completare la carta di sconto col proprio nome e cognome.



Sperimentare
SELEZIONE RADIO - TV di tecnica
elettronica OGGI



POCHE LIRE PER UN OTTIMO PROVAQUARZI

di Gianni BRAZIOLI

In questo articolo descriviamo un provacristalli che può essere definito insolito ed un poco eccezionale.
Senza alcuna commutazione e manovra, infatti, dà un immediato responso sullo stato di qualsiasi quarzo dalla frequenza compresa tra 2 e 40 MHz.
Non impiega avvolgimenti di sorta.
Ha un costo per le parti, irrisorio.
Prevede un montaggio facilissimo alla portata di chiunque, nel contempo è robusto e pratico.

Se un tempo ai quarzi si interessavano solo i tecnici delle comunicazioni, o gli interessati **diretti** alle onde corte, vedi OM, oggi l'avvento della CB ha posto o imposto all'attenzione di tutti questi particolari componenti.

Ben sappiamo infatti che non pochi radiotelefoni ne impiegano addirittura 23 per la ricezione ed altrettanti per il TX, mentre altri fanno uso di un complicato «traliccio» a battimento, per cui i cristalli vanno divenendo talmente diffusi da competere, come numero, con le parti più comuni.

Ora, è da dire che questi accessori sono piuttosto «robusti» per loro natura, ma ultimamente in vero non sono più fatti bene come una volta.

Non siamo affatto dei «tempora laudator»: la nostra é una constatazione pratica. Solo dieci anni fa il quarzo era inteso come «vero» campione di frequenza; era quindi prodotto in modo semiartigianale, subiva controlli rigorosi, costava assai. Odiernamente, i nostri sono costruiti in modo massivo; per il basso costo, ma ovviamente con cura assai minore: diciamo un «po' tirati via».

Si guastano quindi con maggiore facilità; un laboratorio che ripara CB in modo professionale ed accurato, serio, ci dice che ogni settimana cambia dai sei ai venti cristalli; fatto impensabile tempo addietro, nelle comunicazioni tradizionali.

In queste condizioni «rivisitate», il provaquarzi ha una nuova dimensione di utilità: non può mancare in laboratorio e sarebbe indispensabile a chiunque si interessi di CB.

Sfortunatamente il «classico» provaquarzi, quello progettato alcuni lustri addietro alla luce dei tempi, é uno strumento molto complesso e di conseguenza costoso. Impiega un oscillatore multigamma munito di parecchie bobine, di galvanometro, di attenuatori: un assieme massiccio.

Questo, anche perché il tester era previsto per misurare cristalli VLF (20 - 80 kHz) LF ed MF: elementi piuttosto «difficili» da accordare e far risonare nel miglior modo, sia pure a causa del particolare taglio.

Per chi è interessato alle «moderne comunicazioni» la funzione VLF/LF/OL nonché OM ha una utilità assai modesta. Ciò che serve, è poter provare quei quarzi per on-

Fig. 1 - Schema elettrico del provaquarzi.

de corte la cui frequenza è compresa tra pochi MHz e talune decine di MHz. Diciamo tra 2 MHz e 40 MHz, ivi comprendendo gli elementi per SSB; gamme OM; CB; oscillatori per 144 MHz.

Rivedendo il circuito del provacristalli in questo aspetto vi sono parecchie cose che possono essere ridimensionate: innanzitutto, un semplice Colpitts può energizzare ogni quarzo della specie. Un colpitts bene inteso può evitare l'impiego di qualunque avvolgimento: non è poco se si vedono le difficoltà di avvolgimento e taratura.

Il medesimo, una volta concepito l'uso del quarzo, può fruire al massimo di pochi condensatori e resistenze.

Inoltre, va detto che in questi tempi, non v'è sperimentatore che non possiede un tester, sia pur banale. Ora, tale, può facilmente venir commutato per misurare alcuni Vc.c. con una resistenza di ingresso apprezzabile.

Poiché il Colpitts può facilmente dare all'uscita, con un quarzo efficiente beneinteso, e tramite un adatto rettificatore, una tensione di taluni V, non è necessario il galvanometro: bastano due boccole di uscita a cui applicare il testerino, ed è fatto.

Da queste considerazioni discende il progetto di «mini-provacristalli» che ora discuteremo.

Si tratta di un apparecchio studiato **per il minimo costo** e per la **massima semplicità.**

Lo schema è nella figura 1.

TR1 può essere qualunque transistore NPN per RF, o anche per

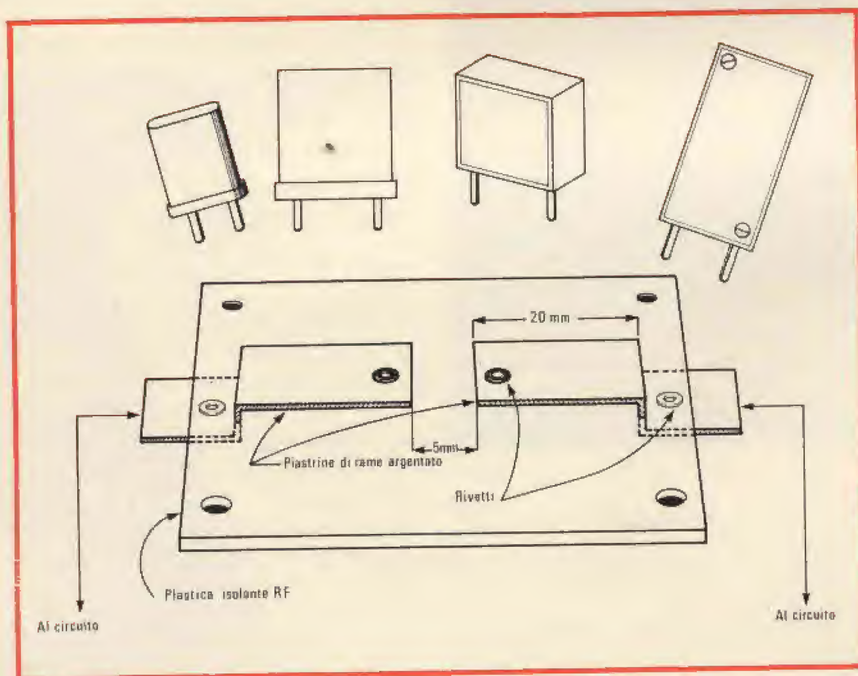


Fig. 2 - Sistema che impiega due strisciole di rame isolate per l'inserimento del quarzo in prova.

BF, dato che i moderni BC107 e congeneri hanno una frequenza di taglio superiore ai 200 MHz. Tutti i condensatori possono essere ceramici a tubetto o a «perlina»: tipo Pin-Up per intenderci.

I diodi in teoria saranno OA85 ma centinaia di modelli equivalenti possono essere impiegati con successo.

E vediamo lo schema.

Il Colpitts è un circuito che per l'innesco delle oscillazioni sfrutta un partitore capacitivo collegato in parallelo all'avvolgimento «master».

Nel nostro caso l'avvolgimento non esiste, ma ne fa le veci il quarzo; quindi C2 e C1 da un lato, C3 dall'altro formano il «loop» di innesco.

Nel caso dei tubi, all'accordo si applica l'anodo da un lato, la griglia dall'altro ed il catodo al centro.

Nella nostra trasposizione, la base perviene al capo superiore, l'emettitore al centro del sistema, ed il collettore, essendo in comune, all'altro terminale del sistema. Si ha quindi un tutto che rispecchia la disposizione di fondo remota.

La R1 ovviamente serve per polarizzare la base, così come R2 prende il posto dell'impedenza RF impiegata in qualche schema similare.

Il segnale generato è ai capi di questa resistenza: tra l'emettitore e la massa. C3 serve per il trasferimento e D1/D2 lo rettificano.

Sul C4 abbiamo quindi una tensione continua che è una funzione diretta del fatto oscillatorio: niente oscillazione, niente tensione; innesco debole per quarzo difettoso, tensione bassissima: oscillazione normale, tensione «normale». Mettiamo tra virgolette il termine, perché non vi è un valore in V, valido per ogni quarzo: in effetti alla uscita si hanno dai 3,5 ai 10 Vc.c. a seconda dell'efficienza e della frequenza dell'elemento esaminando.

Comunque, se manca la tensione, il cristallo (purché la frequenza, lo ripetiamo, sia compresa tra 2 e 40/45 MHz) è certamente rotto.

Se invece il valore è basso (poniamo 1-1,5 V) il quarzo può anche funzionare, ma è poco «sensibile» o al limite della frequenza utile.

In questo circuito, di critico v'è ben poco: anche l'alimentazione può andare da 6 a 12 V senza che vi siano incertezze di funzionamento.

9 V, tanto per fare una media, possono ben servire.

IL MONTAGGIO

Poiché per l'alimentazione noi abbiamo previsto l'impiego di sei torcette da 1,5 V ciascuna poste in serie, al fine di ottenere una autonomia elevatissima, con una indipendenza assoluta dalla rete-luce, la scatola che serve da contenitore per il provacristalli non è ridotta ai minimi termini: misura anzi 160 x 100 x 60 mm. Tale involucro è correntemente reperibile presso ogni Sede GBC: ha un pannello in alluminio ed uno «scafo» di bella plastica ad alta resistenza di impatto.

L'oscillatore ha dimensioni minime: appena 35 x 50 mm.

Il montaggio è del tipo «tutto sul pannello»: lo stadio del TR1 ed accessori, con la base relativa, è adeguatamente fissato mediante due distanziali da 10 mm; lo zoccolo per i cristalli (in effetti si usano **due** zoccoli) analogamente. Il che risulta chiaro dalle fotografie.

In effetti non è necessario fare impiego di portacristalli; come mostra la figura 2, bastano due strisciole di rame isolate per fare contatto con i reofori di ogni HC/6U, HC18/U e simili. Vedendo questa figura non occorre aggiungere altro.

Relativamente al TR1 ed annessi, la scelta del cablaggio può andare dal perforato plastico al circuito stampato: non vi può essere una preferenza reale; ciascuno può scegliere il metodo che più gli piace.

Noi diamo nella figura 3 un piano di cablaggio a «piste» quindi per c.s.



Fig. 3 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

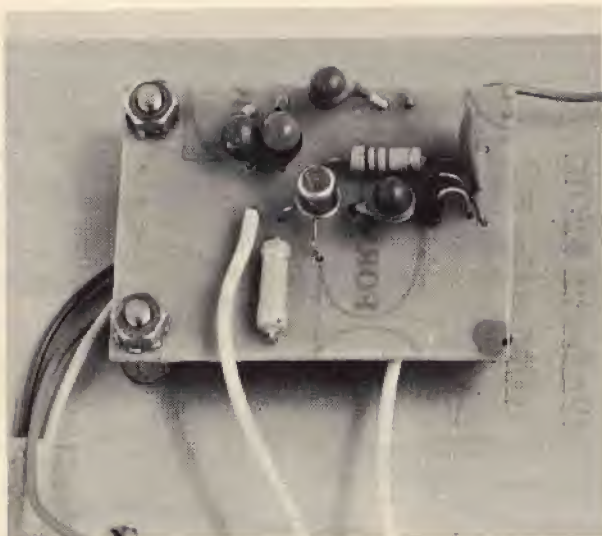


Fig. 4 - Componenti montati sul circuito stampato relativo allo schema elettrico di figura 1.

Può ben servire come orientamento.

In ogni caso, i reofori delle parti saranno corti, riuniti, raggruppati. I diodi D1 e D2 dovranno avere la polarità rigorosamente esatta; in caso contrario il duplicatore che questi formano non funzionerà, ed al limite non si avrà alcuna tensione alle boccole di uscita.

La connesione tra i portacristalli o la coppia di «spiaggette» usate per fare il contatto con i reofori dei quarzi, non ha una lunghezza obbligatoria: nel nostro elaborato misura 80 mm e non dà alcun difetto.

ELENCO DEI COMPONENTI

B	:	**pila da 9 V oppure da 12 V**
C1	:	**condensatore ceramico pin-up - Vedi testo**
C2	:	**condensatore ceramico pin-up da 1.000 pF**
C3	:	**condensatore ceramico pin-up da 120 pF**
C4	:	**condensatore ceramico pin-up da 1.500 pF**
C5	:	**condensatore ceramico a disco da 3.300 pF**
D1	:	**diodo rivelatore al Germanio o Silicio di ogni tipo**
D2	:	**eguale al D1**
R1	:	**resistore da 33.000 Ω, ½ W, 10%**
R2	:	**resistore da 1.200 Ω, ½ W, 10%**
S1	:	**interruttore a pulsante**
TR1	:	**transistore serie BF oppure BC, bassa potenza, NPN al Silicio, frequenza di taglio 200 MHz o superiore**

TRANSISTORE PER AMPLIFICATORI UHF PER RICETRASMITTENTI E SISTEMI PER LA RICERCA DI PERSONE

I transistori planari epitassiali n-p-n al silicio BFT24 e BFT25 della Philips sono consigliati per la realizzazione di amplificatori di ingresso dei ricetrasmettitori tascabili e per sistemi studiati per la ricerca di persone. Tali componenti hanno un basso consumo di corrente (da 0,1 a 1 mA) cui si unisce una frequenza di taglio (f_T) di 2,3 GHz.

Questi transistori sono stati espressamente progettati per gli apparecchi di comunicazione portatili e sono disponibili sia nella versione T-pack (BFT24) sia in contenitore SOT-23 (BFT25).

L'elevata effidabilità e la lunga durata vengono garantite dall'impiego di collegamenti «bonding» oro-oro.

Sempre nel nostro prototipo, l'interruttore S1 è a pulsante: nulla vieta che sia convenzionale.

Per l'uscita si possono impiegare le medesime boccole a basso prezzo da noi scelte: ovviamente chi può spendere, ha una vasta scelta tra varie e diverse prese di uscita anche assai diverse.

A parte ciò che abbiamo detto il montaggio non ha particolari necessità, è, come abbiamo premesso adatto a chiunque: anche a sprovveduti.

IL COLLAUDO

Per verificare il funzionamento dell'apparecchio, si collegherà alla uscita «V» un voltmetro in corrente continua che abbia da 10 a 12 V fondo scala: la polarità ovviamente sarà con il positivo sul catodo del D2 ed il negativo alla massa generale.

Data tensione, se al «K» non è applicato alcun cristallo, non si deve leggere nulla, in uscita. Nel caso contrario vi è qualche innesco parassita, evento comunque assai improbabile.

Applicando in «K» un quarzo quale che sia, nella gamma di frequenza interessata, alle boccole «V» apparirà subito una tensione continua: essa sarà di 8/10 V per cristalli dalla frequenza compresa tra 1,5 e 7 MHz; 6/8 V per cristalli da 6 - 15 MHz; minore di 6 V andando verso il limite elevato della frequenza, sino allo spegnimento dell'innesco. Questo limite, e lo diciamo ancora una volta, è superiore ai 40 MHz.

La «curva calante» può essere rettificata modificando C1/C2 e C3.

In genere, la maggiorazione del C1 dà luogo ad una maggiore efficienza per il «centro banda» con un calo netto agli estremi; a sua volta la maggiorazione del C3 incrementa il responso sulle frequenze piuttosto basse. Un lavoro ben fatto, sul partitore capacitivo, dà una linearità notevole, che in ogni caso non può essere mai «totale»: in altre parole, diversi quarzi daranno sempre luogo a diverse tensioni cc, ma per uno strumento semplice come questo, chiedere di più rasenterebbe l'assurdo.

ANTENNA 3/4 D'ONDA PER SWL CB RADIOAMATORI

a cura del Cap. LC Paolo MASSA

L'antenna che descriviamo pur non rappresentando nulla di nuovo, ha delle caratteristiche che la fanno classificare fra le antenne di classe. Fra le sue particolarità possiamo citare le seguenti: alta efficienza, facilità di installazione, massima versatilità, larga banda, ottima radiazione.

Un altro vantaggio molto importante dell'antenna 3/4 λ, è quello di poter essere collegata direttamente al trasmettitore poiché nel suo punto di alimentazione si ha una impedenza che è compresa fra 40 e 65 Ω.

L'unica precauzione che è consigliabile adottare è di inserire fra il trasmettitore e l'antenna un filtro passa basso.

Un'antenna accordata in 3/4 λ, come le antenne Marconi, richiede una buona terra che può essere sostituita con dei conduttori radiali. Non è certamente questa una difficoltà insuperabile poiché il solito dispositivo di terra di emergenza adottato dai dilettanti cioè il collegamento con la tubazione dell'acqua, consente di risolvere con la massima facilità il problema.

Ovviamente una migliore presa di terra si può realizzare sotterrando degli oggetti metallici (ad esempio una piastra di rame) di discrete dimensioni nel terreno e ricoprendoli con del carbone vegetale, oppure utilizzando diversi picchetti metallici interrati e collegati fra loro con filo di rame avente un diametro di almeno 3,5 mm.

La formula che permette di calcolare le dimensioni di un antenna 3/4 λ è la seguente:

$$3/4\ \lambda \text{ in m} = \frac{214}{f}$$

in cui **f** corrisponde alla frequenza espressa in megahertz.

Se ad esempio si vuole costruire un'antenna di questo genere, che risuoni sulla frequenza centrale dei 7,2 MHz, la sua lunghezza dovrà essere di 29,7 m. Infatti 214 : 7,2 = 29,7.

L'antenna può essere stesa in parte verticalmente e in parte orizzontalmente. La figura 1 si riferisce per l'appunto ad un'antenna ad «L rovesciato» in cui le frequenze e le dimensioni indicate in didascalia hanno un valore esclusivamente illustrativo.

E' raccomandabile che la dimensione indicata in figura con la lettera **«A»**, sia fatta correre verticalmente per 15 ÷ 18 m per le gamme degli 80 e 160 m, e per 9 ÷ 15 m per la gamma dei 40 m. Dette lunghezze rappresentano il valore ottimo alfine di conseguire un buon angolo di radiazione.

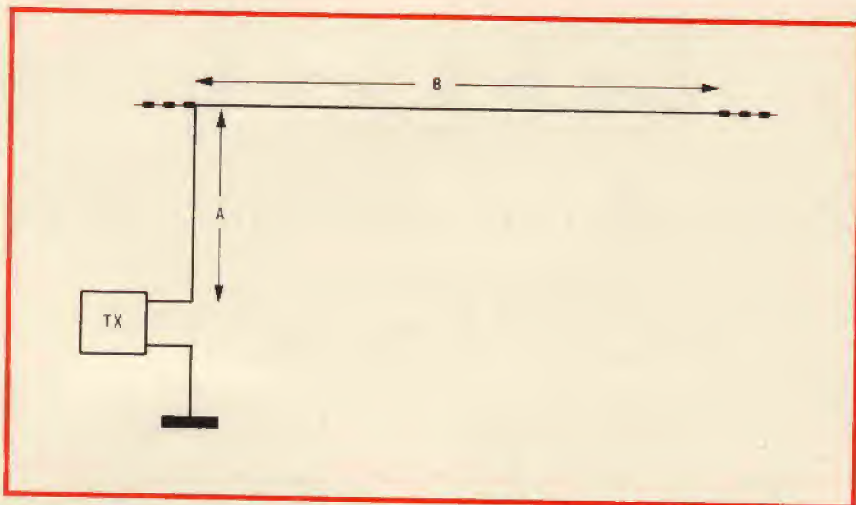


Figura 1 - Tipico esempio di antenna 3/4 λ ad «L rovesciato», *alimentata in corrente, con caratteristiche di larga banda.*
Dimensioni del conduttore (A + B): 160 m (1,81 MHz) = 118,3 m; 80 m (3,85 MHz) = 55,5 m; 40 m (7,20 MHz) = 29,7 m.
Dimensioni raccomandate per «A»: 80 e 160 m = 15 ÷ 18 m; 40 m = 9 ÷ 15 m.

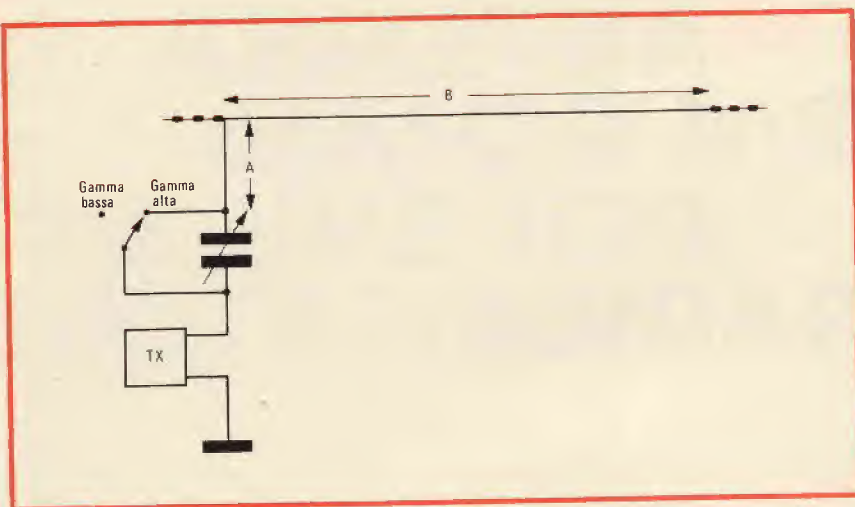


Figura 2 - Antenna di figura 1 modificata per ottenere il funzionamento su due gamme tramite un condensatore variabile, da 250 pF.
Dimensioni del conduttore (A + B): 160/80 m = 55 m; 80/40 m = 30 m.
Dimensioni raccomandate per «A»: 15 ÷ 18 m.

Qualora per motivi di installazione non sia possibile realizzare l'altezza verticale richiesta si può dare alla dimensione **«A»** una graduale inclinazione ascendente. Ciò avrà come conseguenza una certa diminuzione dell'angolo di radiazione verso l'alto.

I valori indicati in figura 1 sono ovviamente calcolati mediante la suddetta formula ma occorre tenere presente che gli angoli a gomito che vengono fatti fare al conduttore di antenna e la presenza di conduttori vicini, quali le linee elettriche, telefoniche o di altro genere, agiscono in modo che l'antenna risuoni su una frequenza leggermente maggiore. Pertanto in casi di questo genere è consigliabile aumentare leggermente la lunghezza del conduttore di antenna.

La messa a punto di antenna 3/4 λ si effettua secondo la prassi seguita per qualsiasi altra antenna di questo tipo. L'uso di un ondametro ad assorbimento, di un ROSmetro o, se possibile, di un antennascope, servirà egregiamente allo scopo.

Si deve precisare che se si desidera conseguire un ottimo rendimento su una determinata frequenza l'uso del ROSmetro è indispensabile. La messa a punto si effettuerà agendo sulla estremità alta (allungandola od accorciandola) e non su quella inferiore che è collegata al TX.

Qualora le operazioni di messa a punto siano state effettuate con cura è possibile ottenere un rapporto di onde stazionarie (ROS) di 1,5 : 1 per quasi tutta la gamma dei 40 m ed un po' più elevato per le estremità della gamma stessa.

Caratteristiche simili si otterranno anche nella gamma degli 80 m alle cui estremità si noterà però un ROS alquanto maggiore.

La figura 2 si riferisce ad un'antenna 3/4 λ che è stata realizzata in modo da funzionare su due gamme tramite l'impiego di un condensatore da 250 pF che consente di raggiungere la risonanza nella gamma inferiore.

In questo caso nella gamma più bassa l'antenna si comporta come una Marconi sintonizzata in serie su 3/8 di lunghezza d'onda mentre sulla gamma alta funge normalmente come una 3/4 λ alimentata in corrente.

Un'antenna di questo genere ha consentito di effettuare degli ottimi DX anche sulla gamma dei 160 m, tanto in CW quanto in SSB. Buoni risultati si possono altresì conseguire nelle gamme da 10,15 e 20 m nelle quali questa antenna, in considerazioni delle sue minori dimensioni, funge praticamente come una antenna verticale con un basso angolo di radiazione. Ciò ha il vantaggio di ottenere anche una buona copertura tramite l'onda di terra fattore importante nel campo della gamma riservata ai CB.

Le dimensioni ottime dell'antenna 3/4 λ in queste gamme sono le seguenti:

gamma 20 m = 15 m di lunghezza

gamma 15 m = 10,2 m di lunghezza

gamma 10 m = 7,5 m di lunghezza

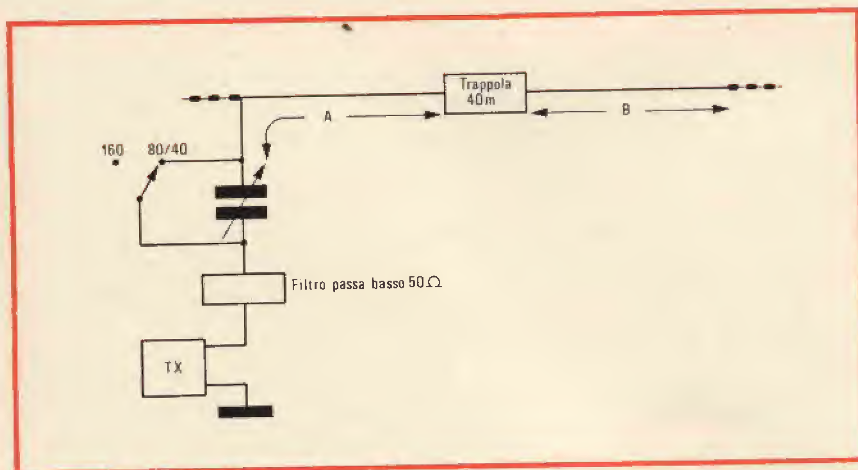


Figura 3 - Tramite l'aggiunta di una trappola con fattore Q molto elevato in un appropriato punto dell'antenna 3/4 λ, è possibile lavorare su tre gamme: 3/4 λ per gli 80/40 m e 3/8 λ per la gamma dei 160 m. La lunghezza totale dovrà essere aggiustata per compensare l'effetto del carico della trappola.
Dimensioni del conduttore A = 28 m, B = 27,5 m.
Sezione verticale di A: 15 ÷ 18 m.

La figura mostra come sia pure possibile realizzare un'antenna di questo genere che sia in grado di coprire le tre gamme 160, 80 e 40 m.

Il costruttore di questo prototipo il canadese VE7TK ha effettuato delle prove di confronto con le corrispondenti antenne a dipolo con dei risultati sempre positivi.

Infatti tanto per le emissioni lontane quanto per quelle vicine ha potuto notare, in ricezione, un notevole aumento della intensità dei segnali mentre ebbe dei rapporti di ascolto senz'altro migliori in trasmissione.

Successivamente questa antenna fu realizzata da moltissimi radioamatori i quali ne furono pienamente soddisfatti in virtù del buon rendimento e del basso ROS.

Come mostra la figura 3 l'antenna è costituita, come al solito, da una sezione verticale, da una sezione orizzontale e da una trappola accordata sui 40 m.

Come nel circuito precedente, di figura 2, è presente il solito condensatore da 250 pF che viene escluso per le gamme 80/40 m ed incluso per la gamma dei 160 m, tramite un commutatore a minima perdita, ed il filtro passa basso da 50 Ω.

La lunghezza del tratto **«A»**, che si trova a monte della trappola, deve essere di 28 m: la sua sezione verticale avrà un'altezza compresa fra 15 e 18 m (il valore ottimo sarebbe di 15,5 m), mentre la restante sezione sarà disposta orizzontalmente. La lunghezza del conduttore orizzontale **«B»**, a valle della trappola, sarà di 27,5 m.

Affinchè l'antenna sia in grado di sopportare una potenza dell'ordine di 2,2 kW PEP si dovrà usare un conduttore avente la sezione non inferiore ai 3 mm mentre per potenze fino ad 1 kW PEP si potrà impiegare un conduttore del diametro di 2,5 mm.

Quale trappola per la gamma dei 40 m, potrà essere utilizzato il modello 333-336 della HY-GAIN con il quale è possibile ottenere degli ottimi risultati.

Risolto a TORINO il problema del PARCHEGGIO

POSTEGGIO GRATUITO IN AUTORIMESSA CUSTODITA PER I CLIENTI DEL PUNTO DI VENDITA

G.B.C.

di Via CHIVASSO, 10 Tel. 280.434

AMPIO SELF-SERVICE COMPONENTI
SALE ESPOSIZIONE E DIMOSTRAZIONE
GAMMA COMPLETA PRODOTTI

G.B.C. — WEGA — ELAC — SONY — BOUYER



REPARTO SPECIALIZZATO PER OM-CB



di Gianni BRAZIOLI

DUE MICROFONI PREAMPLIFICATI PER RADIOTELEFONI

Nella «Citizen Band» il «Preamplificato esterno» va oggi di gran moda, dato che non si può essere soddisfatti della qualità di modulazione offerta dagli altoparlanti che appartengono ai... «Mattoni» impiegati come microfoni, né in via di sensibilità, né come larghezza di banda.

Ora, i «preamplificati» prodotti dall'Industria con il loro sistema audio entrocontenuto, come dice il termine, vanno di certo bene, ma non sono per nulla alla «portata di tutte le tasche»: i migliori anzi costano come un apparecchio CB dalla media potenza! Sperimentatori ed amatori usano quindi costruirli scegliendo una capsula e montando un adeguato preamplificatore. Pare facile, una realizzazione del genere; è invece irta di insidie più o meno note, che sovente determinano clamorosi insuccessi. Specie per i meno esperti.

Puntualizzeremo qui alcuni problemi e aspetti connessi a questi apparecchi, suggerendo nel contempo due semplici «preamplificati» praticamente intesi, che senz'altro non deluderanno nessuno.

Molto spesso, chi compra il «mattone» CB, ovvero il radiotelefono a forma di Walkie/Talkie, non lo fa certo per impiegarlo con le pile e per comunicare mentre cammina, ma semplicemente ~~per~~ risparmiare una certa cifra.

Questo genere d'apparecchio non necessita infatti di alcun accessorio esterno, e, a conti fatti, vale a dire a parità di potenza e canali, costa sempre almeno un 15% in meno del corrispondente apparecchio «da tavolo».

Logicamente, passato un certo tempo dall'acquisto, l'utente di questo genere di apparecchio riscontra la necessità di un alimentatore stabilizzato di rete che garantisca una sufficiente autonomia di funzionamento, nonché di una antenna esterna che sostituisca lo «stilo», in città ben poco efficiente. Viene poi magari il rosmetro, lo S-Meter a grande scala, tutta una pletora di aggiunte varie.

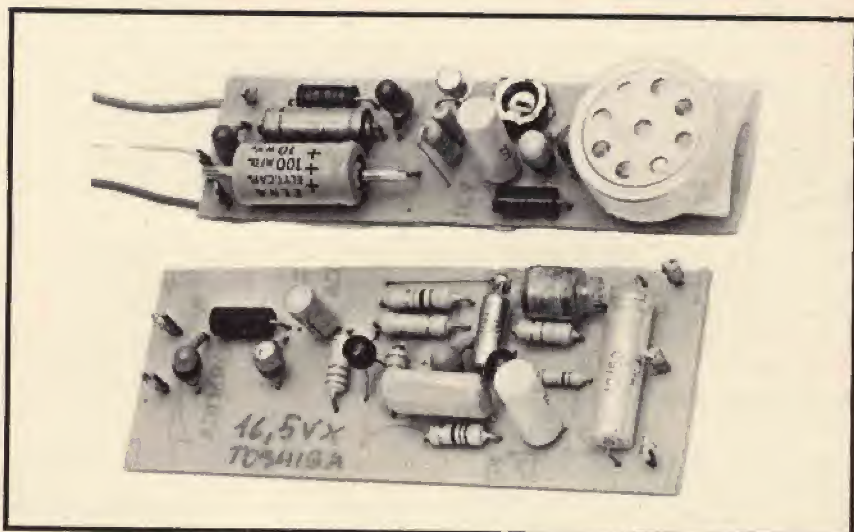
La stazione impostata sul Walkie/Talkie costa quindi di più, **nel tempo,** giunta al completamento; ma dà due vantaggi: il primo è poter «trasmettere subito» senza eseguire complicati impianti di antenna. E' noto infatti che molti entusiasti che si sono «buttati» a comperare il Pony, il Bearcat, il Pearce-Simpson e simili stazioni costose «da tavolo», si sono poi «sgonfiati» con altrettanta rapidità. Hanno constatato che la CB non era poi tanto e sempre divertente come pareva, ma si sono trovati a dover ricuperare solo una modesta parte della cifra spesa, volendo cedere il loro ricetrans: è noto infatti, che le stazioni più impegnate e di alto prezzo sono quelle che subiscono il maggior deprezzamento passando all'usato; non solo, ma ad aver costruito per niente **costose** «antennone».

Il secondo vantaggio offerto dal «mattone», è che, paradossalmente, tale è e tale resta: nel senso, che se lo si vuole usare a pile, per scampagnate e simili, basta staccare prolunghe ed aggiunte ed ecco che torna all'origine.

Quindi il «Mattone» resta una valida alternativa alla stazione fissa. Vi è però un ulteriore «ma». Si tratta della modulazione.

Odiernamente, fatta eccezione dai tipi più speciali e rari in Italia (Toshiba, vecchi Sony ecc.) i Walkie/Talkie impiegano un altoparlante che serve anche da microfono. Se questa soluzione è ottima sul profilo economico, lo è assai meno per quello tecnico. Vi sono infatti proibitive differenze strutturali tra diffusori e cantatori; coni e membrane sono diversissimi, ed anche volendo rimanere nel campo dei microfoni magneto-dinamici, gli elementi polarizzatori, le bobine, le sospensioni smorzanti, i dettagli più vari, **differiscono.**

CB



In sostanza, per buono che sia lo adattamento di impedenza, un altoparlante non sarà **mai** un buon microfono: al limite lo provano i citofoni.

Chi usa quindi il «Mattone» come stazione fissa per i motivi succitati ha la modulazione tipica di questo apparato: un po' «intubata» dicono gli esperti, smorta, priva di effetti ambientali, piatta. Tra l'altro tipicamente priva di acuti e bassi: insomma, una modulazione «di serie B».

Proprio per questa ragione oggi «va tanto» il **preamplificato.** Si tratta di un normale microfono seguito da un sistema audio dal guadagno non immenso ma consistente.

Il tutto, ovviamente lo si innesta nella spinetta «external Mike» che ogni costruttore prevede, ben conoscendo le pecche dell'altoparlante/microfono.

Vi è il problema dell'alimentazione per il preamplificatore. Un tempo questi accessori prevedevano una pila propria, sistema invero scomodo e foriero di dimenticanze: oggi tutti sono orientati per la soluzione «integrale»: lo stesso rettificatore stabilizzato alimenta radiotelefono, e microfono.

Facile a dirsi; però un microfono che pilota il modulatore di una stazione trasmittente, sia pur di debole potenza, non ha certo le medesime specifiche «terra-terra» di quello di un imbonitore da Luna Park.

Vi sono enormi possibilità di inneschi parassitari via micro - alimentazione - audio - RF irradiata; chi dice che **tutti** i preamplificati fischiano erra, ma non và molto lontano dalla realtà. Occorre davvero un sistema ben progettato, per non avere disturbi!

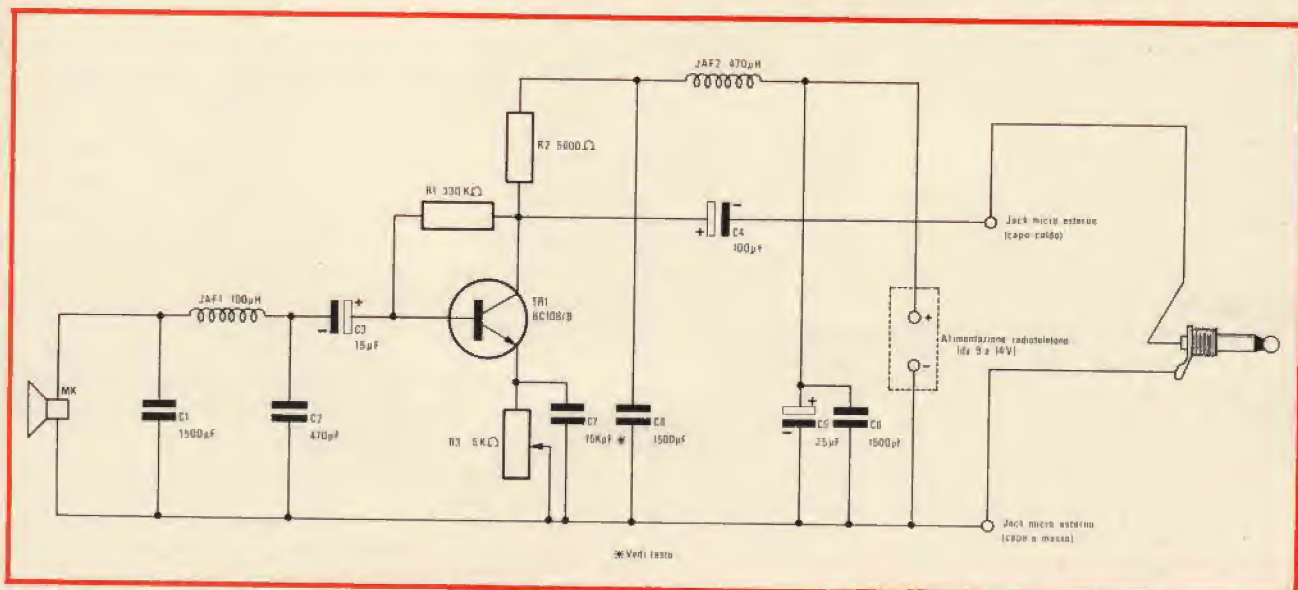


Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore monostadio.

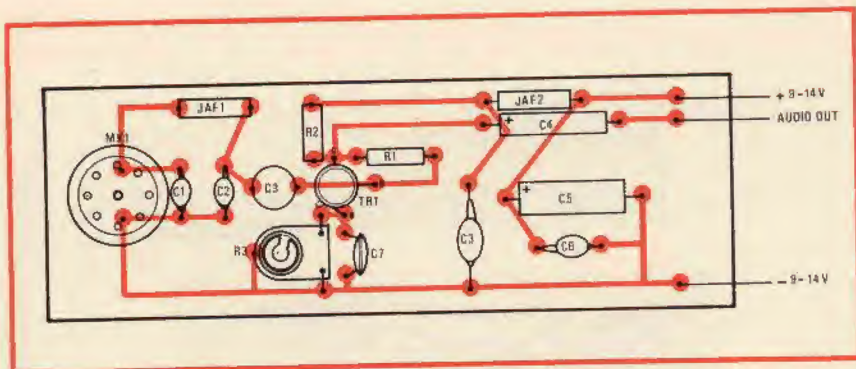


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

Non si ponga però soverchi pensieri, il lettore interessato a questo genere d'apparato: la problematica si riduce ad un assieme di filtri e by/pass studiati con cura, nulla di più.

Possiamo dimostrare ciò senza ulteriori premesse e divagazioni con il circuito di figura 1: si tratta di un «mini-Preamplificato»: ovvero di un micro economico, poco impegnato, dall'impiego «panoramico».

«Panoramico» sta per dire che questo sistema va bene per la larga maggioranza dei nostri mattoncini; quelli che non pongono problemi per scarsa profondità di modulazione. Vi sono infatti parecchi Walkie/Talkie, non ne facciamo il nome per correttezza, che soffrono di scarsa profondità di modulazione congenita: questi dispongono di un amplificatore audio «scarso», poco potente rispetto alla RF disponibile all'uscita, quindi per una buona preamplificazione devono essere serviti almeno da una **coppia** di transistori; per esempio dal circuito di figura 3.

Ma non anticipiamo troppo i concetti; al tempo; quindi rivediamo la figura 1.

Per il **minimo** costo, qui si usa una capsula piezo sostituibile con altre similari.

Questo genere di «microfono» ha una banda passante che va da poche decine di Hz (30/50 Hz) a 10.000 Hz, copre quindi **con larghezza** l'audio relativo alla voce umana: al limite potrebbe servire anche per cantare, senza però pretese di Hi-Fi. Si pensi che nelle OM la R.A.I. viaggia con una modulazione non più larga di 7.000 Hz, eppure ci sembra che certe incisioni ben riuscite siano davvero «dal vivo».

Questa capsula non va direttamente all'elemento attivo (stadio amplificatore) ma alla sua uscita è applicato un filtro RF a pi-greco: C1 - JAF1 - C2.

Tale filtro spegne qualunque segnale a 27 MHz che fosse captato dalla capsula, disaccoppiandola. C1, è direttamente in parallelo al cristallo del micro, ma non è tanto ampio da produrre una severa attenuazione dei toni acuti, che restano più che ampi.

Al capo esterno del C3 abbiamo quindi un segnale audio purissimo, scevro di parassitari. Come amplificatore non si è sceito un FET appositamente, proprio per evitare una pericolosa, alta impedenza di ingresso.

Si impiega un comune BC108/B.

Questo transistore bipolare ha un guadagno di oltre 250, e può giungere a 400 (dati Ates). Lo stadio in cui è impiegato, sfrutta una doppia controreazione: un primo sistema è attuato per via della R1 che viene dal collettore alla base. Il secondo si ha per via della R3.

R1 retrocede in controfase i segnali; aggiusta quindi il responso dello stadio per una elevata linearità e naturalmente assicura la stabilità termica. La funzione della R3 è più complessa; questa è **parzialmente** bipassata dal C7 quindi non entra in circuito per le frequenze più elevate; di contro, ha una azione notevolissima per la banda centrale dell'audio e specie per i bassi. Trascurando ora una analisi più approfondita delle funzioni, che occuperebbe troppo spazio ed una esposizione matematica ai più sgradita, diremo che con R3 al minimo valore si ha una banda passante «morbida» dal timbro medio e gradevole. Elevando il valore del trimmer il timbro diviene più penetrante, quindi più utile per superare il QRM, ad esempio, ma anche più stridente e metallico. R3 è quindi da aggiustare al valore gradito, caso per caso.

Anche in relazione alla voce dell'operatore.

Il segnale amplificato, dal collettore va all'utilizzo via C4.

Poiché la stragrande maggioranza dei radiotelefoni oggi impiegati prevede un ingresso a bassa impedenza, o basso-media impedenza per il «Mike esterno» non vi sono problemi di adattamento.

Un passo indietro ora.

Avevamo premesso che la «pericolosità» maggiore dell'accoppiamento, per gli inneschi RF, era data dall'uso della medesima sorgente di alimentazione per il preamplificato e per il Walkie/Talkie. E' quindi posto in atto un filtraggio accuratissimo su questo collegamento. C5 evita ogni «motorboating» audio, C6 shunta quest'ultimo per esaltare l'effetto di by/pass alla radiofrequenza. JAF2 è direttamente inserita sulla linea positiva, bloccando la possibilità che il TR1 e relative parti formino un pick-up RF e inviino «all'indietro» un segnale amplificato che formerebbe il parassita temuto.

C8 completa l'effetto della JAF2.

Abbiamo così visto il circuito.

Vi è da eccepire che il «preamplicatore» or ora descritto ha un rendimento più o meno eguale a quello dell'altoparlante-microfono, sul piano del puro segnale, della ampiezza: naturalmente altro va detto per la frequenza e la distorsione. In altre parole, questo preamplificato toglie quella **«piattezza»** tipica generata dallo smorzamento del cono, esalta i timbri della voce, può servire per tentare la conquista via RF della YL per chi ha la microgenicità congenita (SIC!). Nulla di più però; niente «supersegnale».

Vedendo diversi risultati da apparecchi di marche molteplici, però, e comparandoli, possiamo dire, rifacendoci ai prolegomeni di questa descrizione, che davvero non tutti gli apparecchi CB godono di

una modulazione regolata al 100%, ed anzi molti peccano in difetto per non cadere nell'eccesso. Questo ragionamento che potrebbe sembrare oscuro, significa solo che moltissimi apparecchi sono **sottomodulati** nella produzione industriale, per fattori vari di costo e di rientro assoluto nelle norme FCC; quindi possono rendere il massimo solo se si integra la modulazione originale con una super-preamplificazione; maggiore di quella prevista dalla fabbrica.

In queste condizioni, il radiotelefono acquista maggior portata reale, il segnale una maggior penetrazione, il complesso tutto un maggior rendimento con un «booster» audio.

Tale appare nella figura 3.

Questo secondo circuito è parecchio più elaborato del precedente; prevede maggiori costi ed un impegno leggermente superiore sul piano del montaggio. Ripaga però gli sforzi con un guadagno notevole: oltre 40 dB netti; una gamma passante Hi-Fi: 40 - 16.000 Hz entro 2 dB. Un rumore minimo: 4 dB. Queste sono misure **stringenti,** quindi rappresentano il vero minimo ottenibile purché si rispettino i tipi ed i valori delle parti impiegate.

Il circuito

MK, dipenderà solo ed unicamente dalle possibilità finanziarie e dalle specifiche che il costruttore si pone. D'accordo, di base è previsto un elemento magnetico provvisto di traslatore avente una Z-out pari a circa 80.000 Ω. In questa «fascia» di elementi, vi sono però innumerevoli modelli dal vario rendimento e prezzi egualmente variabili; per esempio:

a) **PEIKER TM/70/200/Hi.** Si tratta di un «supermike» da 80/14.000 Hz, 4,4 mV/µBar.

b) **PEIKER TM/15/200/Hi.** Un elemento degno della radiodiffusione, con braccio flessibile da 50 cm, 3,8 mV/µBar, 30 - 18.500 Hz (!).

c) **PEIKER TM31.** Un robusto e relativamente economico mike da 100 - 12.000 Hz. Sensibilità 4,5 mV/µBar.

d) **GBC QQ/0018-00.** Uno stilo «nero» magnetodinamico da 1,2 mV/ µBar, ottimo (80-11.000 Hz) economicissimo.

e) **R.C.F. CARDIOIDE:** Ancora un elemento «di lusso» da ben 50-15.000 Hz venduto a prezzo non proibitivo dalla GBC Italiana sotto la voce QQ/0144-00.

f) **BEYER «M55»:** un elemento non recente ma ottimo e non molto costoso: 60-14.000 Hz.

Potremmo ora aggiungere una serie immensa di simili annotazioni, ma questo articolo non può divenire il sostituto di un Catalogo, come ciascuno ben comprende.

Ora, riprendendo l'esame del circuito, come si vede nella già citata figura 3, all'uscita del traslatore microfonico **vi é un filtro eguale a quello di figura 1,** formato da due condensatori e da una impedenza RF. Infatti, se il microfono piezo con la sua elevata impedenza, purtroppo risulta essere un..... «buon captatore di radiofrequenza» il micro magnetico non è da meno. Gli avvolgimenti del suo adattatore di impedenza, il cavo medesimo che se ne diparte, la massa in genere, hanno a loro volta una considerevole possibilità di fungere da pickup ed introdurre disturbi. Il filtro é quindi indispensabile.

L'amplificatore che segue impiega due stadi che possono essere serviti indifferentemente da transistori BC107, BC108, BC208 e similari.

Ciascuno ha una controreazione fissa attuata come si é visto per il circuito di figura 1, ovvero la resistenza collegata tra il collettore e la base: in questo schema, R2 ed R4. Queste due avranno di base, i valori segnati a schema; però l'alimentazione non é fissa: come abbiamo visto segue quella del baracchino. Ora 330 kΩ e 220 kΩ vanno bene per 8 o 9V; andando verso i 14V, i valori devono essere ritoccati. Non pochi sono oggi i CB che alimentano a 14V i loro apparecchi, spin-

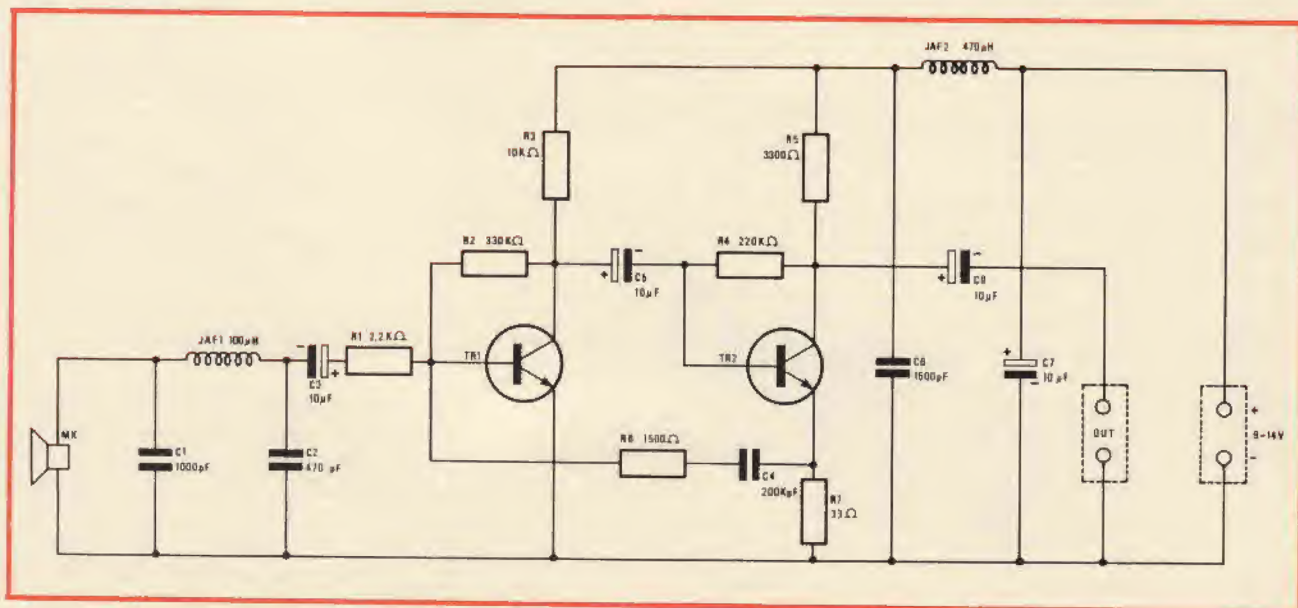


Fig. 3 - Schema elettrico di uno stadio di amplificazione per Walkie/Talkie.

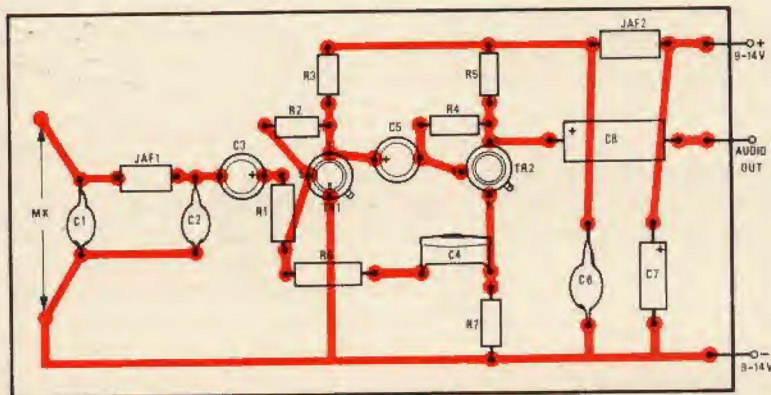


Fig. 4 - Cablaggio dei componenti sul circuito stampato.

ELENCO DEI COMPONENTI

SCHEMA DI FIGURA 1

C1	:	condensatore ceramico Pin-Up da 1500 pF
C2	:	condensatore ceramico Pin-Up da 470 pF
C3	:	condensatore micro elettrolitico da 10 o 15 μF/10 VL
C4	:	condensatore micro elettrolitico da 100 μF/25 VL
C5	:	condensatore micro elettrolitico da 25 μF/25 VL
C6	:	condensatore ceramico Pin-Up da 1500 pF
C7	:	condensatore ceramico da 15/25.000 pF
C8	:	condensatore ceramico Pin-Up da 1500 pF
JaF 1	:	impedenza RF da 100 μH
JaF 2	:	impedenza RF da 470 μH
MK	:	vedi testo
R1	:	resistore da 330.000 Ω, ½W, 10%
R2	:	resistore da 5600 Ω, ½W, 10%
R3	:	trimmer potenziometrico da 5000 Ω, lineare
TR1	:	transistore BC108/B o similare.

SCHEMA DI FIGURA 3

C1	:	condensatore ceramico Pin-Up da 1000 pF
C2	:	condensatore ceramico Pin-Up da 470 pF
C3	:	condensatore micro elettrolitico da 10 μF/10 VL
C4	:	condensatore a film plastico da 200/220 KpF
C5	:	condensatore micro elettrolitico da 10 μF/10 VL
C6	:	condensatore ceramico Pin-Up da 1500 pF
C7	:	condensatore micro elettrolitico da 10 μF/25 VL
C8	:	condensatore micro elettrolitico da 10 μF/25 VL
JaF 1	:	impedenza RF da 100 μH
JaF 2	:	impedenza RF da 470 μH
MK	:	vedi testo
R1	:	resistore da 2200 Ω, ½W, 10%
R2	:	resistore da 330.000 Ω, ½W, 10%
R3	:	resistore da 10.000 Ω, ½W, 10%. (Vedi testo)
R4	:	resistore da 220.000 Ω, ½W, 10%. (Vedi testo)
R5	:	resistore da 3300 Ω, ½W, 10%
R6	:	resistore da 1500 Ω, ½W, 10%. (Vedi testo)
R7	:	resistore da 33 Ω, ½W, 10%. (Vedi testo)
TR1	:	transistore NPN al Silicio, BC107 o similare
TR2	:	transistore NPN al Silicio, BC108 o similare

gendoli così al limite della potenza ed anche ad un notevole rischio di rottura; è anzi abitudine diffusa. Il fatto però, impone appunto la precauzione detta, altrimenti può insorgere una certa distorsione che rovina le eccellenti caratteristiche del «tandem» in esame.

A proposito di elevate caratteristiche, indichiamo al lettore la seconda rete di controreazione presente in circuito: R7, C4, R6. Questa è selettiva, ovvero dà una curva di risposta al tutto che elimina il «rumble» generato da microfoni (SIC) troppo buoni applicati all'ingresso e cancella il cosiddetto «effetto caverna». Nel contempo, evita quel che di «cartaceo» che a volte scaturisce con una forte amplificazione non bene equalizzata; quel «crepitìo» ben noto e tanto rilevato dai supercritici delle modulazioni CB che vogliono fare i saputelli.

Anche l'uscita di questo preamplificatore è capacitiva, ovviamente; C8 porta all'esterno il segnale audio.

Una nota circuitale saliente é il «secondo filtro», quello sistemato sull'alimentazione. Esso, formato dalla JAF2, da C6 e C7, è inserito sul positivo generale. Ora, **questo vale anche per l'altro schema,** Figura 1, non è necessario che la cellula abbia tale posizione. Anzi se i «ritorni a massa» degli stadi del trasmettitore del baracchino servito sono diretti al negativo (oggi però è più diffusa la soluzione contraria) conviene spostare l'impedenza su questo ramo, sempre connessa tra i due condensatori.

Ovviamente, nel caso che convenga questa versione, il capo + B andrà direttamente alla R5, e quivi saranno raggruppati il positivo del C7 e C6.

NOTE COSTRUTTIVE

Il prototipo del preamplificatore «monostadio» di fig. 1, é tutt'uno con la capsula; vale a dire che il pannellino di plastica che regge ogni parte di minori dimensioni porta anche MK. Le «comode» misure generali relative sono 95 per 25 mm. Questa soluzione costruttiva é stata scelta nell'ovvio inten-

dimento di inserire tutto il complesso in una scatoletta parallelepipeda e metallica che serva al tempo come schermo e contenitore, non più grande di un micro convenzionale.

Dal complesso usciranno tre conduttori: uno di essi sarà diretto all'alimentazione generale positiva del baracchino, uno al negativo, e l'altro all'ingresso per «micro esterno» del medesimo.

Il montaggio di questo «mini/pream» é semplicissimo. Noi abbiamo impiegato come base la ben nota (ed ottima) «Plastica Gialla» GBC prestampata a settori circolari, che costa oggi pochissimo. Appena seicento lire per una basetta da 120 per 80 mm. Meno, con lo sconto.

Naturalmente, il circuito stampato, per chi preferisca questa forma, é altrettanto valido: anzi, i due tipi di montaggio sono tanto simili da risultare quasi identici per connessioni.

Comunque, TR1 dovrà essere collegato al circuito mediante reofori non troppo corti, almeno 5 mm. C3 - C4 e C5, che sono polarizzati, dovranno essere connessi con buona attenzione, vedendo chiaramente quale sia il terminale negativo ed il positivo; facendo attenzione a non scambiarli.

Per ciò che attiene alle connessioni di uscita, vi è in commercio un cavetto tripolare per audio schermato, usualmente inteso per impianti stereo, reperibili presso la GBC, questo é ideale per la connessione al radiotelefono. Naturalmente la calza metallica dovrà essere ben saldata alla massa dell'uno e dell'altro.

Ciò che abbiamo detto sin'ora per il circuito di figura 1, vale anche per quello di figura 3 dato che questo non é nulla di più di una doppia ripetizione del precedente, con qualche accessorio non importante dal punto di vista del cablaggio.

La figura 4 mostra un piano delle eventuali piste stampate che si possono adottare; questo genere di montaggio non é comunque obbligatorio; il nostro prototipo impiega la già rammentata plastica **«a settori ramati»** e funziona benissimo.

Comunque, a ben guardare, questi due apparecchi sono poi, alla

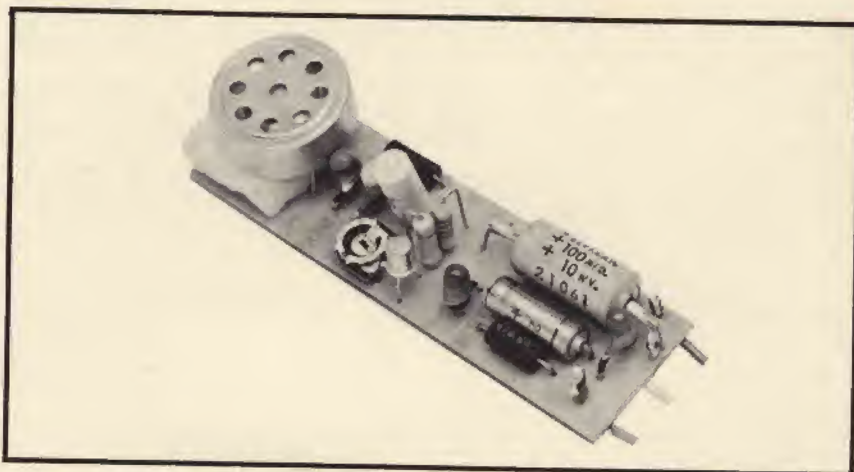


Fig. 5 - Prototipo del preamplificatore il cui schema elettrico è visibile in figura 1.

fin fine, null'altro che preamplificatori audio piuttosto semplici. E' quindi assurdo nutrire soverchie preoccupazioni per la loro funzionalità, specie se le parti sono in buon stato ed esattamente connesse e se le schermature sono rispettate, i corti evitati e non vi sono banali errori o dimenticanze.

LA MESSA A PUNTO

I Walkie/Talkie più diffusi, alla presa «micro esterno» presentano una impedenza che va dai 2000 Ω ai 10.000 Ω, quindi per la connessione «audio» non vi sono problemi. Il guadagno può variare in una certa misura: pericoli di non funzionamento sono esclusi. Solo rarissimi «mattoni» hanno qui un ingresso ad alta impedenza, per elementi piezo: a nostro parere questo è un errore di progetto, e questi rari apparecchi non possono fruire dei nostri microfoni preamplificati. Anche l'applicazione di altri presenta ampi problemi, ma la cosa non ci interessa, dato che non consideriamo l'accesso a questi bizzarri e non recenti radiotelefoni.

Nel concreto, il microfono amplificato che si è scelto, verrà applicato con cura alla presa ed alla alimentazione.

Diversi apparati CB prevedono la presa detta «PA». Questa, a forma di Jack, serve per trasformare l'apparecchio in una sorta di amplificatore audio da 5W (3W) per l'impiego di diffusione circolare. In altre parole, la sezione RF è omessa e l'apparecchio tramite mike esterno ed altoparlante esterno è utile come megafono. Nulla di meglio vi è, per verificare i nostri «preamplificatori». Al posto dell'altoparlante esterno, si collegherà infatti una cuffia, avendo cura di tenere **al minimo** il volume, e par-

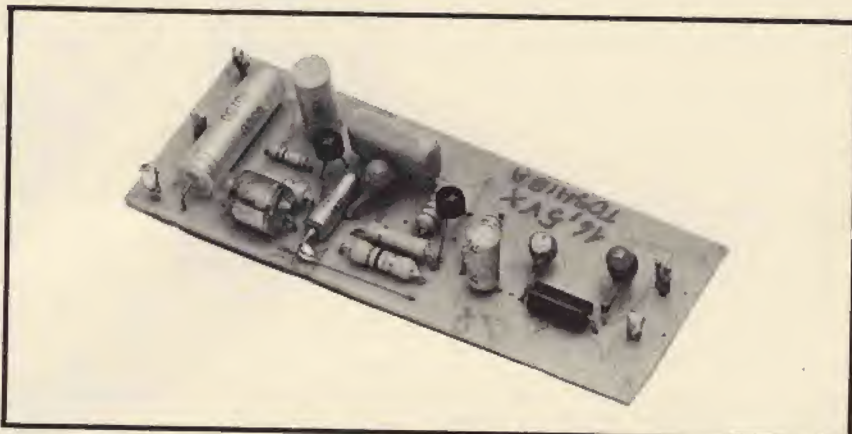


Fig. 6 - Prototipo del preamplificatore il cui schema elettrico è visibile in figura 3.

lando con vari toni di voce di fronte al micro si potrà udire «cosa succede». Nel circuito di figura 1, la regolazione principale consiste nel ruotare R3 sin che l'audio giunga indistorto.

Se risulta necessario, C7 può essere eliminato; esso infatti dà luogo non di rado ad una modulazione più..... penetrante, ma anche a una sgradevole «voce di testa». Come dire acuta, con accenti striduli.

Essendo molto semplice, il «monostadio» è poco influenzato dalla tensione di alimentazione; nel caso che essa sia inusitatamente alta (sui 15V), R1 sarà portata a 470.000 Ω. R3 compenserà ogni altro fattore.

Anche il circuito di figura 3, potrà essere collaudato con la cuffia inserita nel «PA».

Normalmente, questo preamplificatore non dovrebbe dare alcuna sorpresa spiacevole; l'insorgenza del «motorboating» è quasi impossibile, specie se si segue il cablaggio presentato nella figura 4. A tensioni di alimentazione ragionevolmente basse, 9-12V, non possono neppure insorgere fenomeni di distorsione da sovraccarico o diversi.

La cosa può mutare aspetto se la Vb sale verso i 14V, peggio oltre.

A questi livelli, potrebbe intervenire una certa squadratura nei segnali manifestantisi come «voce gracchiante». Naturalmene un Beta più elevato della norma, per TR1/TR2, potrebbe contribuire al fastidio.

Nel caso (si rammenti sempre che occorrono varie prove, per verificare seriamente l'efficienza del preamplificato, condotte da vicino, da lontano, mormorando o urlando) anche se la distorsione è sporadica, conviene modificare **subito** i valori di R2 ed R4, per non aver fastidi in seguito.

Se il timbro della modulazione non piace, lo si modifica con facilità montando un trimmerino al posto di R7 (questo potrà essere da 47 Ω) ed un'altro al posto di R6 (conviene qui un elemento da 3300 Ω); quindi, la regolazione «incrociata» dei due darà l'effetto che si vuole.

Sarà tanto valida, questa prova, che anche voci naturalmente sgradevoli, nient'affatto microgeniche, potranno essere corrette sino ad apparire «plastiche» e vellutate come quelle degli speakers della R.A.I.

Ci sia però concessa una piccola battuta: avete presente la storia di Cyrano De Bergerac? Ebbene, non «flautate» troppo l'eventuale raganella che madre natura vi ha elargito, con questi artifici elettronici: oggi va molto il «flirt» via radiofrequenza, ma prima o poi dovrete incontrare la bella «Vanessa» o il prode «Parsifal» dall'ammaliante vocalizzo. Che delusione sarebbe, scoprire d'essere innamorati di un... preamplificatore!

A TUTTO RITMO col BONGO ELETTRONICO

AMTRON UK 260



Il bongo elettronico UK 260 è uno strumento che consente di riprodurre una serie di note basse caratteristiche degli strumenti a percussione usati normalmente nelle orchestre. Esso permette cinque tonalità differenti, selezionabili mediante il semplice tocco di cinque tasti.
Ciascun tasto può essere toccato isolatamente; tuttavia, sfiorando contemporaneamente due o più tasti è possibile ottenere degli effetti sonori complessi, molto interessanti.

Caratteristiche tecniche

Tensione di alimentazione: 220 Vc.c.
Tonalità: 400 - 200 - 166 - 150 - 50 Hz
Stadi preamplificatori BF: 2

SISTEMA LUMINOSO DI CHIAMATA PER RICETRASMETTITORI CB

a cura di L. BALCONI

In tutti i casi nei quali un impianto di rice-trasmissione del tipo «CB» viene fatto funzionare in condizioni di forte rumorosità ambientale, il segnale di chiamata assume inevitabilmente aspetti problematici. Ecco quindi il motivo per il quale in questa breve nota proponiamo ai nostri Lettori un semplice dispositivo aggiuntivo, che può costituire una utile soluzione.

I rice-trasmettitori appartenenti alla categoria «CB» disponibili ormai sul mercato in numerosissime versioni, oltre a quelle autocostruite, vengono spesso installati su motociclette, vetture da competizione, spazzaneve, ed in altre numerosissime applicazioni il cui impiego è di solito assai rumoroso.

In simili circostanze l'elevata rumorosità ambientale può far sì che l'operatore dell'apparecchiatura non si accorga di una eventuale chiamata. In particolare, si rammenti che se l'operatore riceve attraverso una cuffia, e se egli porta questa cuffia costantemente nella posizione di ascolto, ottiene il duplice vantaggio di isolarsi in parte dal rumore ambientale, e di ricevere il segnale di chiamata non appena esso viene irradiato, compatibilmente con le condizioni di ricezione. Per contro, quando invece l'ascolto avviene tramite altoparlante, oppure quando la cuffia non viene tenuta nella normale posizione di ascolto, è assai facile che il rumore ambientale superi il suono di chiamata, impedendone così la ricezione diretta.

Ebbene, la Rivista canadese «Electron» ha descritto questo interessante e semplice dispositivo che può costituire una soluzione assai razionale a questo problema, in quanto — aggiungendolo al rice-trasmettitore — produce un segnale luminoso di chiamata ogni qualvolta la chiamata è in atto. Questo segnale luminoso può essere **visto** contemporaneamente alla ricezione del segnale acustico, aumentando quindi in modo notevole le probabilità che qualcuno si accorga della chiamata.

Il circuito illustrato alla **figura 1** può essere aggiunto a quei ricevitori che producono una tensione variabile in senso negativo in corrispondenza dell'uscita del dispositivo «squelch», non appena un segnale radio viene captato dall'antenna.

Seguendo il percorso del segnale di ingresso, è facile osservare che la tensione disponibile all'uscita citata viene applicata, tramite il resistore da 47 kΩ, alla base del primo stadio, del tipo 2N718A, del tipo ad accoppiamento di emettitore, seguito dallo stadio ad accoppiamento diretto costituito dal transistore 2N 1613.

I due collettori di questi due stadi sono collegati direttamente tra loro, per cui le relative correnti si sommano, e passano attraverso il filamento della lampada da 6 V.

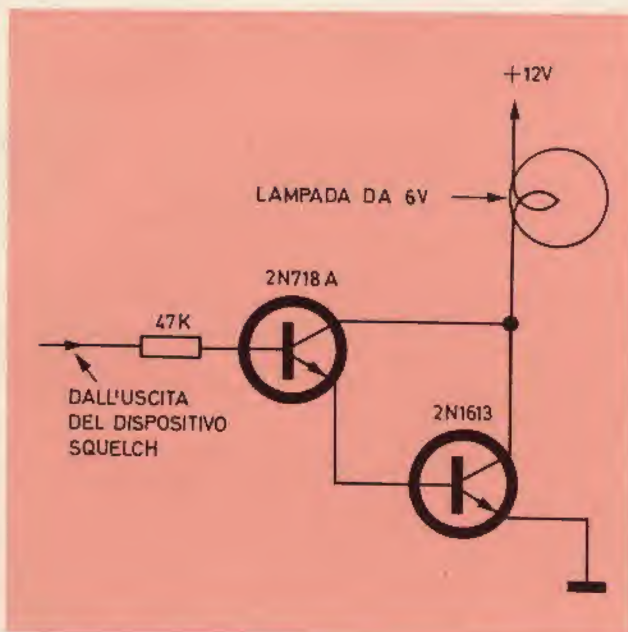


Fig. 1 - Schema elettrico del dispositivo luminoso di chiamata, da usarsi quando all'uscita del dispositivo «squelch» è disponibile una tensione variabile in senso negativo rispetto a massa.

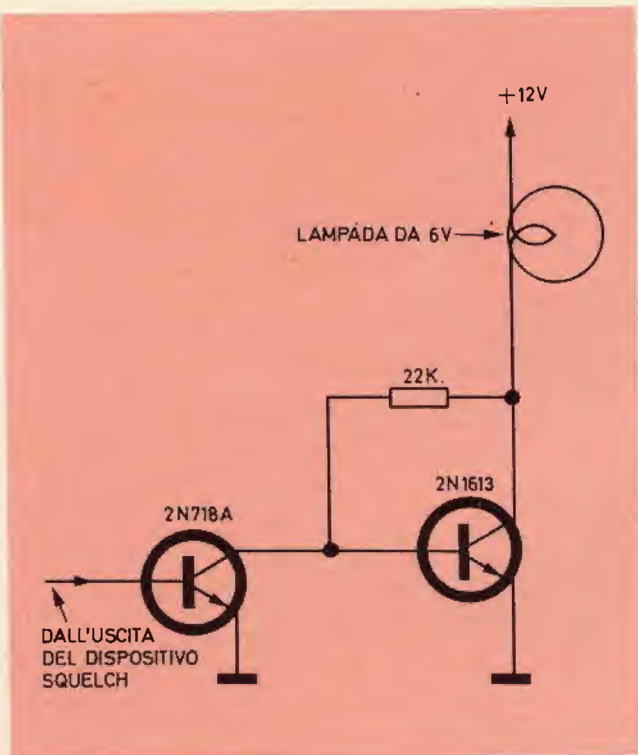


Fig. 2 - In questa seconda versione, le caratteristiche del circuito sono state predisposte per ottenere le medesime prestazioni con un segnale di ingresso variabile in senso positivo.

E' dunque chiaro che, se un segnale variabile in senso negativo di ampiezza sufficiente viene applicato alla base del primo stadio, la polarizzazione di entrambi i transistori assume un valore tale per cui la corrente di collettore è massima, il che provoca l'accensione della lampadina con la produzione di una intensità di luce sufficiente per consentirne la visibilità da una certa distanza.

La tensione del segnale che determina l'accensione della lampadina dipende dalla regolazione del controllo «squelch».

Il circuito indicatore può anche essere pilotato direttamente tramite la tensione di emettitore prelevata da un transistore funzionante ad alta frequenza, a patto che questa tensione subisca variazioni in senso negativo, non appena viene ricevuto un segnale trasmesso.

La seconda versione di questo circuito, illustrata alla **figura 2,** può invece essere usata con gli apparecchi nei quali all'uscita del dispositivo «squelch» è disponibile invece un segnale variabile in senso positivo.

L'unica differenza che sussiste tra due versioni, fatta eccezione per le differenze circuitali evidenti, consiste nel fatto che — in questo secondo caso — occorre appunto una tensione variabile in senso positivo, e di ampiezza sufficiente, per far sì che la corrente di collettore del secondo stadio (2N1613) raggiunga il valore sufficiente a provocare un'adeguata accensione della lampadina.

In entrambi i casi, la lampadina potrà essere installata nella posizione più comoda sul mezzo mobile o comunque in prossimità del rice-trasmettitore, in modo da renderne visibile l'accensione in occasione di una chiamata, anche se il livello sonoro ambientale è tale da coprire completamente il segnale acustico di chiamata.

In particolare, si tenga presente che la parte elettronica del dispositivo può essere aggiunta direttamente al circuito del rice-trasmettitore, sul cui pannello frontale è possibile applicare un raccordo bipolare di qualsiasi tipo, nel quale viene inserita la presa facente capo alla lampadina che può essere installata nella posizione più opportuna.



RICEVITORE SUPERETERODINA CB 27MHz

UK 365



Caratteristiche tecniche

Gamma di frequenza: 26,965 ÷ 27,255 MHz - Uscita B.F.: 300 mV - Sensibilità: 1 uV a 6 dB di rapporto segnale/disturbo - Alimentazione: 110-125-220-240 Vc.a. - Prese: antenna esterna 75 Ω, cuffia o amplificatore.

Si tratta di un apparecchio adatto a ricevere tutti i 23 canali della gamma CB.
Il circuito, del tipo supereterodina, è costituito da 7 transistori.
Rispetto ad altri apparecchi del genere questa realizzazione presenta soluzioni circuitali di avanguardia, come ad esempio la sintonia a varicap. Il ricevitore è previsto per l'inserimento dell'amplificatore UK 195 in modo da consentire lo ascolto diretto in altoparlante da 8 Ω.
L'UK 365, inoltre presenta una presa d'uscita per il collegamento ad una cuffia di impedenza 2000 Ω oppure all'amplificatore UK 535 che presenta lo stesso aspetto estetico.

WEGA



TV COLOR 26" 110°

MOD. 3022

GRUPPO VARICAP ELETTRONICO CON SELEZIONE DEI PROGRAMMI A SENSORI

COMANDI A DISTANZA AD ULTRASUONI

RICHIEDETE PRODOTTI WEGA AI RIVENDITORI PIU' QUALIFICATI

Distributrice esclusiva per l'Italia **FURMAN S.p.A.** Via Ferri, 6 - 20092 CINISELLO B. (MI)



di Giuseppe CONTARDI

IL SUPERLINEARE PER CB

Le caratteristiche generali di questo lineare si possono desumere dalla tabella I. La figura 1 mostra lo schema elettrico dell'apparecchio. Per rendere più facile la descrizione dividiamo il lineare in due parti: 1° tutta la parte concernente l'amplificazione del segnale a radio frequenza, 2° l'alimentatore.

Il cuore della prima parte è composto da due valvole 6146B collegate in parallelo. Per avere una buona linearità di risposta e per avere una minima richiesta di pilotaggio si è scelto il funzionamento in classe AB 1.

In tabella II sono riportati i dati caratteristici della 6146B.

All'ingresso del lineare si trovano tre resistenze antiinduttive che servono a caricare l'uscita del baracchino.

Sulle griglie controllo delle valvole vi è poi un circuito accordato a pi-greco che serve ad adattare perfettamente l'impedenza di ingresso del lineare con l'uscita del baracchino.

Oltre a questo circuito accordato vi sono due impedenze a radiofrequenza che provvedono anche a fornire la tensione negativa alle valvole. Questa tensione (−45 V) serve a determinare la classe di funzionamento delle valvole e ad impedire che vadano in dissipazione per l'assorbimento anodico troppo elevato.

La bobina d'ingresso usata nel prototipo è stata ricavata tagliando da una B&W 3003 dieci spire, se non si riuscisse a reperire detta bobina si può facilmente autocostruirla seguendo i dati riportati nella tabella III.

Il perno del compensatore C3 è prolungato fino all'esterno del contenitore detto compensatore serve per l'accordo di griglia. Questo accordo, dapprima non previsto, si è reso indispensabile al fine di avere un elevato rendimento nel circuito di ingresso.

I catodi delle due valvole sono collegati a massa mediante uno spezzone di calza ricavata da un cavo coassiale. Dal momento che il catodo della 6146B fa capo a tre distinti piedini, su ogni piedino è stato messo un condensatore da 1 nF come bypass.

Passiamo ora alla parte più impegnativa in quanto in essa vi sono presenti 1000 V e quindi gli isolamenti vanno curati in modo particolare.

Sul circuito anodico delle 6146B troviamo, due impedenze a radio frequenza «JAF2 + JAF3». Esse impediscono l'eventuale auto-oscillazione delle valvole (per i dati vedere l'apposita tabella).

TABELLA I

CARATTERISTICHE GENERALI

Impedenza di ingresso:	52 Ω
Impedenza di uscita:	50 - 75 Ω
Pilotaggio minimo:	2 W
Pilotaggio massimo:	5 W
Potenza di uscita a 2 W:	120 W
Potenza di uscita a 5 W:	200 W
Assorbimento anodico a 200 W:	250 mA
Valvole usate:	2 x 6146B 1 x OA3
Transistore:	1 x 2N1711
Alimentazione:	220 V

Questo lineare è dedicato a tutti i C.B. che «sentono» la necessità di aumentare i watt dei loro «baracchini» per facilitare i collegamenti; vi consigliamo però di accendere il lineare solo per fare i DX e non per sotterrare l'amico C.B. di fronte a casa che non vi fa entrare in ruota!

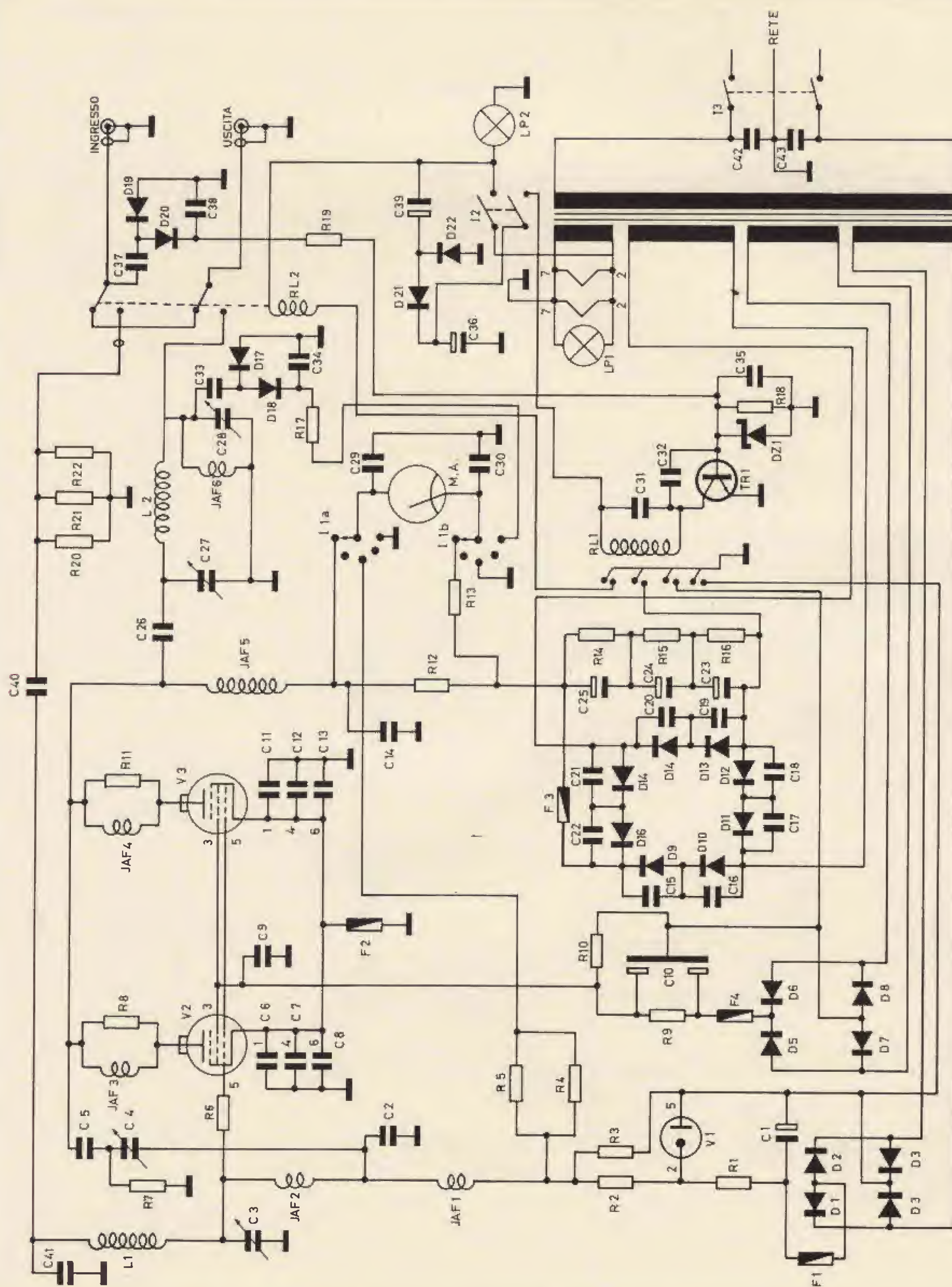


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore lineare da 200 W.

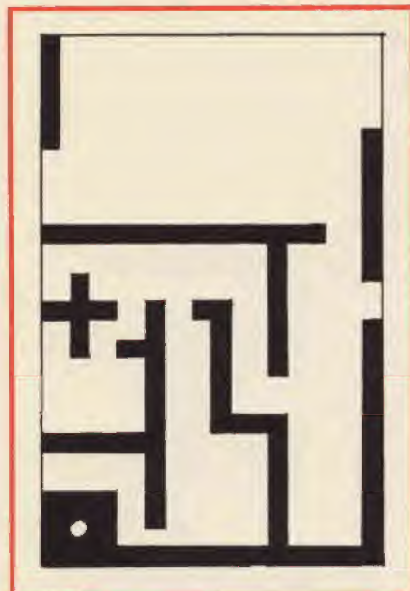


Fig. 3 - Circuito stampato del commutatore elettronico di antenna in scala 1 : 1.

Il componente che mi ha creato più difficoltà si trova proprio in questa parte ed è l'impedenza anodica di carico, JAF5, infatti per questa impedenza non si potevano usare quelle normali facilmente reperibili in commercio in quanto non sopportano la potenza in gioco, infatti in essa scorrono circa 250 mA con una tensione di 1000 V.

Per risolvere questo problema consiglio quindi di realizzare l'impedenza come segue: (vedere figura 5).



Fig. 4 - Circuito stampato dei rivelatori di RF in scala 1 : 1.

Innanzitutto bisogna procurarsi un cilindro di perspex avente le seguenti dimensioni (mm 110x1,5); del lamierino di ottone di 0,5 mm di spessore e del filo di rame smaltato di 0,4 mm.

Fig. 2 - Circuito stampato dell'alimentatore. Il disegno è in scala 1 : 1.

TABELLA II

Caratteristiche generali della 6146B

Dissipazione di placca	Tensione di griglia schermo	Tensione di placca	Dissip. di griglia schermo
35 W	250 V	750 V	3 W

Capacità interelettrodiche			Frequenza massima	Filamento
C in 13 pF	C gp 0,24 pF	C out 8,5 pF	60 MHz	6,3 V 1,25 A

Caratteristiche di una 6146B in classe AB1

Tensione di placca	Tensione di griglia schermo	Tensione di griglia controllo
750 V	200 V	— 48 V
Corrente anodica	**Corrente di griglia schermo**	**Watt resi circa**
25 - 125 mA	6,3 mA	61 W

TABELLA III

DATI DELLE BOBINE

L1	: dieci spire di filo di rame argentato in aria diametro del filo un millimetro spaziatura tra spira e spira un millimetro diametro del solenoide tredici millimetri
L2	: cinque spire di filo di rame argentato in aria diametro del filo tre millimetri spaziatura tra spira e spira cinque millimetri diametro del solenoide ventun millimetri
JAF 3-4	: quattro spire avvolte direttamente sulla R8 e sulla R11 diametro del filo un millimetro

Bisognerà fare due fori da 3,5 mm alle due estremità del cilindro di perspex e poi si provvederà a filettarli a 4M dopodichè dal lamierino si ricaveranno due strisce (dimensioni 70x5 mm) che serviranno sia per il fissaggio del filo di rame che come capicorda. Sempre dal lamierino si ricaverà una ranella di 20 mm avente al centro un foro di 4 mm. Detta ranella avvitata alla sommità dell'impedenza servirà per il fissaggio delle resistenze R12, JAF3, R9, JAF2 e dei condensatori C5 e C26.

Raccomando, onde evitare guai, di usare su tutto il circuito anodico degli ottimi condensatori ceramici di 3000 V di tensione-prova. Per il condensatore variabile di placca (Pa Tune) ne è stato usato uno avente un forte isolamento; ottimo si è rivelato il tipo OO/0164-00 della GBC.

La capacità richiesta di 250 pF si è ottenuta collegando in parallelo le 3 sezioni del variabile (C27).

Per ottenere i 1000 pF del condensatore variabile C28 si devono collegare in parallelo le due sezioni.

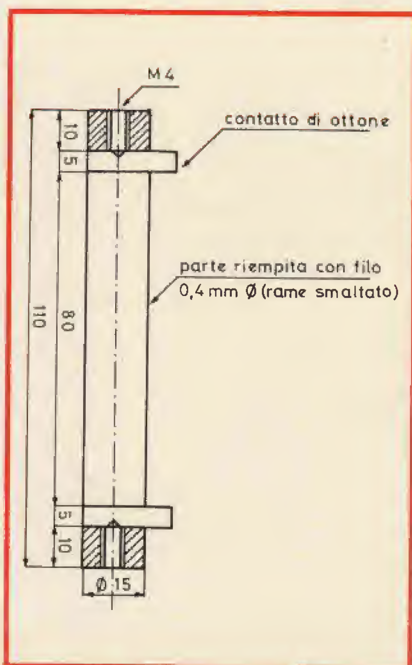
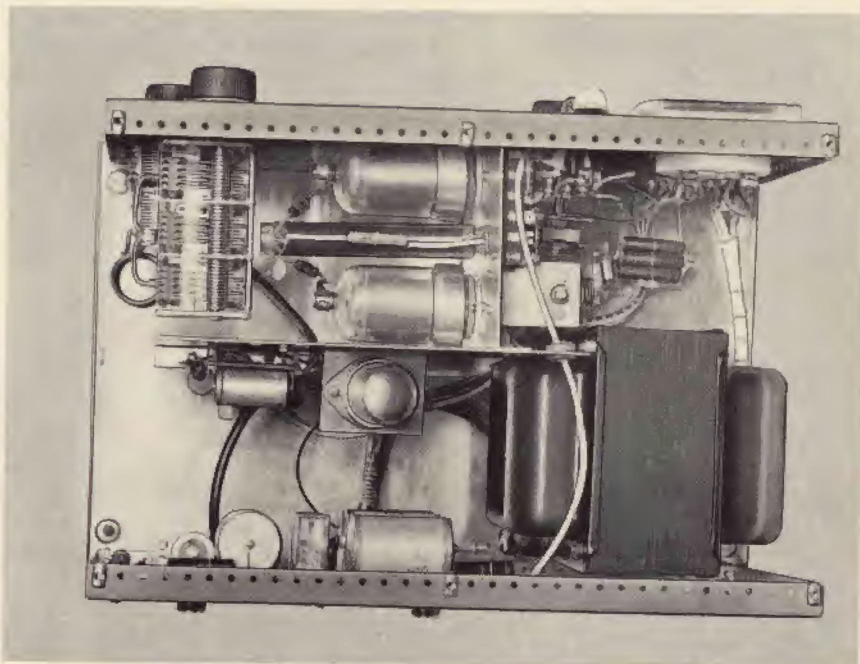


Fig. 5 - Supporto dell'impedenza JAF5.



Vista dall'alto dell'amplificatore lineare da 200 W a realizzazione ultimata.



Lineare da 200 W a realizzazione ultimata; in primo piano è visibile lo stadio d'uscita.

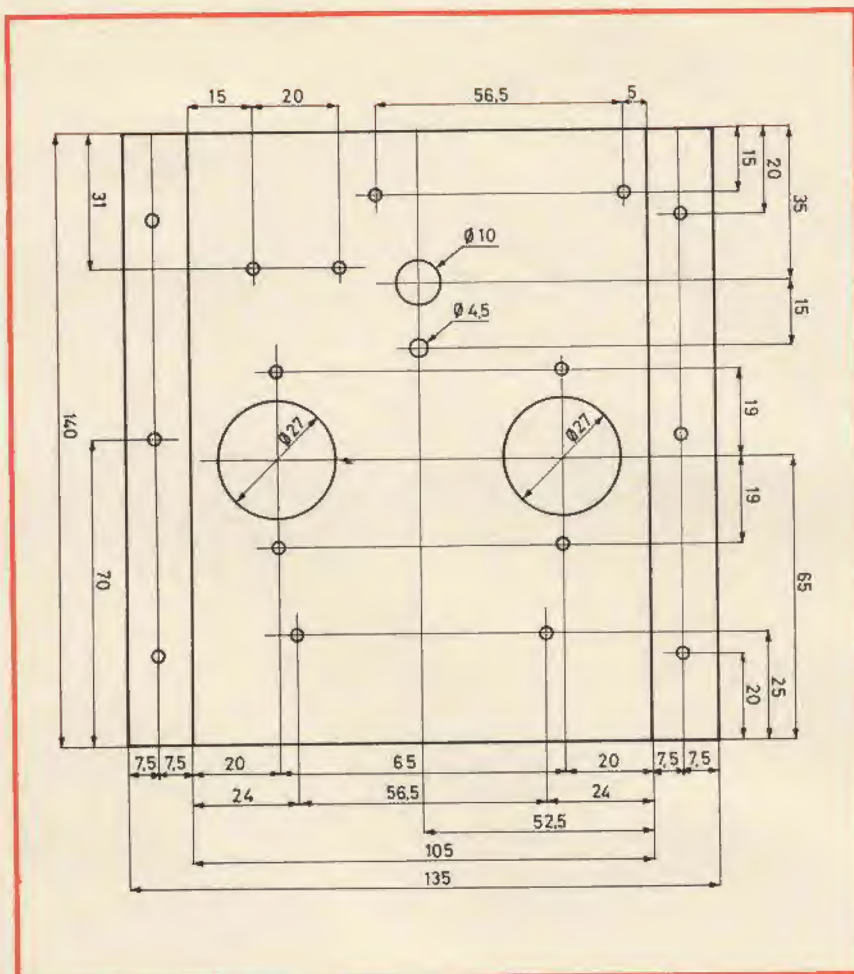


Fig. 6 - Quote e piano di foratura del telaio principale che regge le valvole V2 - V3, l'impedenza JAF5 ed il compensatore C4.

Per i dati della bobina del filtro a pi-greco vedere come al solito l'apposita tabella.

Al fine di evitare possibili autooscillazioni è stato inserito un opportuno circuito composto da C4, R8 e C5 che, prelevando una piccola parte di RF uscente e reinserendola in griglia controllo, serve a compensare le capacità interne delle valvole. Detto circuito si chiama di neutralizzazione.

Con ciò la descrizione della parte a RF è finita.

L'ALIMENTATORE

L'alimentatore è veramente semplice, viene realizzato su due circuiti stampati. Sul più grande trova posto tutto l'alimentatore che fornisce le tensioni necessarie al funzionamento delle valvole del lineare; esse sono: 1000 V anodica - 210 V tensione di griglia schermo - 140 V tensione di griglia controllo.

Molto importanti sono le resistenze R10 - R14 - R15 - R16 che provvedono a scaricare i condensatori elettrolitici in modo da evitare di prendere «scossoni» anche parecchi minuti dopo aver spento il lineare.

La tensione negativa di griglia controllo viene a sua volta stabilizzata dalla OA3 che l'abbassa a —75 V.

Il partitore composto da R2 ed R3 la riduce ulteriormente sino ad avere —45 V sulle griglie delle valvole.

Sul circuito stampato più piccolo si trova invece il circuito di commutazione elettronico, che in presenza di segnale in ingresso provvede automaticamente a mettere in funzione il lineare; oltre a ciò si trova pure l'alimentatore duplicatore che fornisce la tensione necessaria al funzionamento del commutatore elettronico.

Oltre a questi due blocchi principali vi è un altro circuito stampato recante due circuiti rivelatori a RF che servono per due scopi:

Il primo per prelevare una piccola parte di segnale entrante per il pilotaggio del commutatore elettronico; il secondo per prelevare una porzione di RF uscente che viene inviato al milliamperometro

per misurare la potenza relativa di uscita.

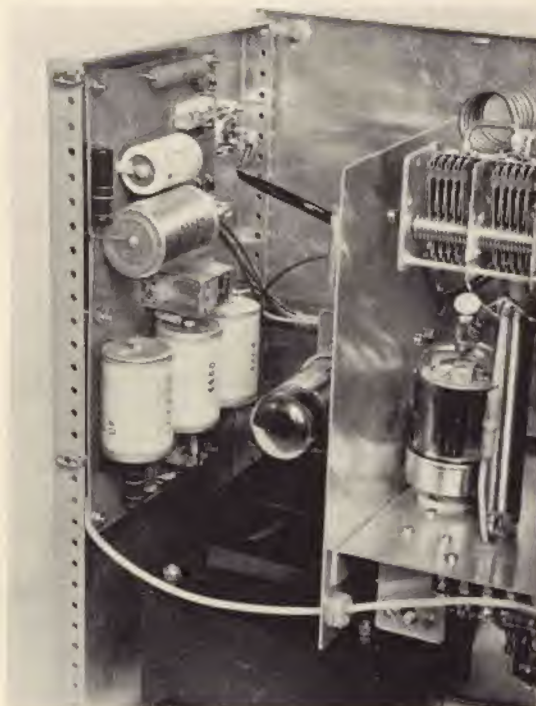
Il milliamperometro oltre a misurare la potenza provvede, tramite il commutatore I1, a misurare la corrente anodica e la tensione di griglia controllo.

Prima di passare alla descrizione del montaggio do alcuni cenni sulla reperibilità dei componenti.

Quasi tutti questi componenti sono reperibili presso le sedi della GBC Italiana; nell'elenco dei componenti, al fine di agevolare i costruttori di questo lineare, ho messo a fianco di ogni componente i numeri di codice.

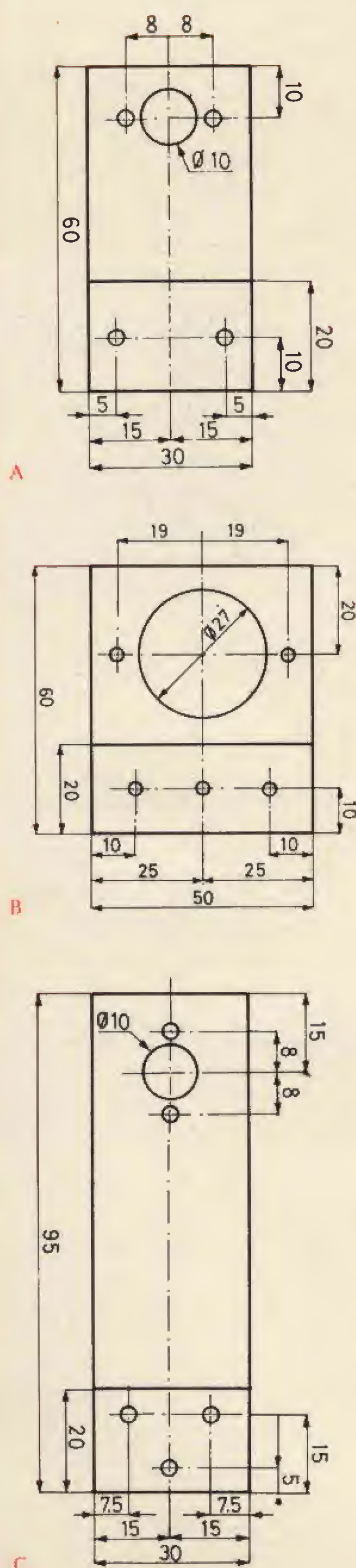
I materiali che purtroppo non sono reperibili sono i seguenti: trasformatore di alimentazione, bobine, e impedenza di placca.

Il trasformatore deve essere realizzato secondo i seguenti dati: primario 220 V; secondari: 800 V



Particolare dell'alimentatore.

Fig. 7 - Piastra di separazione tra lo stadio a RF e lo stadio alimentatore.



D

Fig. 8 - A) Squadretta che regge il compensatore C4. B) Squadretta che regge la valvola V1. C) Squadretta che regge il compensatore C3. D) Quote e foratura del pannello frontale.

- 250 mA = 190 V - 100 mA = 130 V - 30 mA = 6,3 V - 5 A. Sul secondario del trasformatore che fornisce l'anodica alle valvole consiglierei di fare una presa a 750 V, così facendo, se con 800 V si arrossano le placche delle valvole, si può ridurre la tensione anodica eliminando questo inconveniente.

Per le bobine e le impedenze a RF vedere rispettivamente la tabella III e la figura 5.

MONTAGGIO DEL LINEARE

E' necessario realizzare i 3 circuiti stampati. In figura 2 è visibile il circuito stampato dell'alimentatore, la figura 3 rappresenta quello del commutatore elettronico e infine la figura 4 mostra il circuito stampato dei rivelatori di radio frequenza.

Tutti i circuiti stampati sono in scala 1 : 1 visti dal lato rame. Consiglio di realizzarli tutti e tre in vetro resina.

Come contenitore ho utilizzato il tipo OO/3004-00 della GBC.

Per il montaggio del lineare è necessario realizzare diversi telai interni. Il materiale da me usato per questi telai è stato ricavato da un foglio di alluminio (spessore 1,5 mm).

In figura 6 è illustrato il telaio principale, esso regge le due valvole V2 e V3, l'impedenza JAF5 e il compensatore C4.

Il telaio di cui alla figura 7 serve da rinforzo al precedente e regge la valvola V1. Nelle figure 8/A e 8/B vi sono rispettivamente la squadretta reggente C4 e quella che regge V1. In figura 8/C è visibile il supporto del compensatore C3; questo supporto viene avvitato direttamente al fondo della scatola.

Per finire la descrizione della parte meccanica, in figura 8/D è illustrato il piano di foratura del pannello frontale. La posizione di questi fori è naturalmente valida solo se si usano i materiali consigliati.

I condensatori variabili C27 (Pa Tune) e C28 (Pa Load) sono avvitati direttamente al pannello frontale.

Per la disposizione di tutte le parti meccaniche potete aiutarvi mediante le fotografie del lineare da me realizzato.

Vista in primo piano dello stadio d'ingresso.

Ora due parole solamente per il cablaggio.

Anche se a prima vista può sembrare molto semplice se non si rispettano i seguenti accorgimenti si può andare incontro ad insuccessi.

Vi raccomando di curare al massimo gli isolamenti, di utilizzare, nei punti in cui i cavi attraversano i telai, gli appositi gommini passacavo, di fare soprattutto nello stadio d'ingresso dei collegamenti molto corti ed infine di utilizzare, per trasportare i segnali a RF, dell'ottimo cavo schermato (ad es. l'RG. 58). Non omettete per nessun motivo l'impedenza in parallelo all'uscita, essa serve per scaricare a massa i transitori causati dalla carica e dalla scarica dei condensatori C14 e C26.

Se rispetterete questi semplici accorgimenti potrete essere certi che il vostro super lineare funzionerà subito.



Amplificatore lineare collegato al ricetrasmettitore TS-624S della Sommerkamp.

ELENCO MATERIALI		N° di codice GBC
R1	: resistore da 1 kΩ - 5 W - 5%	DQ/0792-10
R2	: resistore da 4,7 kΩ - 1 W - 5%	DR/3402-47
R3	: resistore da 4,7 kΩ - 1 W - 5%	DR/3402-47
R4	: resistore da 220 kΩ - 1/3 W - 1%	DR/8304-22
R5	: resistore da 68 kΩ - 1/3 W - 1%	DR/8303-68
R6	: resistore da 10 Ω - 1 W - 5%	DR/3300-10
R7	: resistore da 100 kΩ - 1/2 W - 5%	DR/3104-10
R8	: resistore da 47 Ω - 1 W - 5%	DR/3400-47
R9	: resistore da 560 Ω - 1 W - 5%	DR/3401-56
R10	: resistore da 100 kΩ - 2 W - 5%	DR/6604-10
R11	: resistore da 47 Ω - 1 W - 5%	DR/3400-47
R12	: resistore da 10 Ω - 1 W - 5%	DR/3300-10
R13	: resistore da 3,9 kΩ - 1/3 W - 1%	DR/8302-39
R14	: resistore da 100 kΩ - 2 W - 5%	DR/6604-10
R15	: resistore da 100 kΩ - 2 W - 5%	DR/6604-10
R16	: resistore da 100 kΩ - 2 W - 5%	DR/6604-10
R17	: resistore da 150 kΩ - 1/4 W - 5%	DR/6004-15
R18	: resistore da 22 kΩ - 1/4 W - 5%	DR/6003-22
R19	: resistore da 1,5 kΩ - 1/4 W - 5%	DR/6002-15
R20	: resistore da 150 Ω - 2 W - 5%	DR/6601-15
R21	: resistore da 150 Ω - 2 W - 5%	DR/6601-15
R22	: resistore da 150 Ω - 2 W - 5%	DR/6601-15
C1	: condensatore elettrolitico da 40 µF - 250 V	BE/2700-30
C2	: condensatore da 470 pF	BK/5601-47
C3	: condensatore variabile da 100 pF	OO/0084-00
C4	: condensatore variabile da 50 pF	OO/0075-04
C5	: condensatore da 10 pF - 8 kV	BA/0170-10
C6	: condensatore da 1 nF	BK/6202-10
C7	: condensatore da 1 nF	BK/6202-10
C8	: condensatore da 1 nF	BK/6202-10
C9	: condensatore da 1 nF	BK/6202-10
C10	: condensatore elettrolitico da 40 + 40 µF - 350 V	BE/2752-20
C11	: condensatore da 1 nF	BK/6202-10
C12	: condensatore da 1 nF	BK/6202-10
C13	: condensatore da 1 nF	BK/6202-10
C14	: condensatore da 1 nF - 3 kV	BK/7002-10
C15	: condensatore da 1 nF	BK/6202-10
C16	: condensatore da 1 nF	BK/6202-10
C17	: condensatore da 1 nF	BK/6202-10
C18	: condensatore da 1 nF	BK/6202-10
C19	: condensatore da 1 nF	BK/6202-10
C20	: condensatore da 1 nF	BK/6202-10
C21	: condensatore da 1 nF	BK/6202-10
C22	: condensatore da 1 nF	BK/6202-10
C23	: condensatore elettrolitico da 40 µF - 500 V	BE/2790-70
C24	: condensatore elettrolitico da 40 µF - 500 V	BE/2790-70
C25	: condensatore elettrolitico da 40 µF - 500 V	BE/2790-70
C26	: condensatore da 1 nF - 3 kV	BK/7002-10
C27	: condensatore variabile da 250 pF	OO/0164-00
C28	: condensatore variabile da 1.000 pF	OO/0151-00
C29	: condensatore da 1 nF - 3 kV	BK/7002-10
C30	: condensatore da 1 nF - 3 kV	BK/7002-10
C31	: condensatore da 100 nF	BA/1150-34
C32	: condensatore da 470 pF	BA/0270-60
C33	: condensatore da 2 pF	BA/0270-06
C34	: condensatore da 10 nF	BA/0370-42
C35	: condensatore da 22 nF	BA/1150-18
C36	: condensatore elettrolitico da 470 µF	BK/8301-47

Prima di passare alla messa a punto vi dico a cosa servono i vari comandi frontali:

I1 : commutatore dello strumento di misura;

I2 : serve ad escludere il funzionamento del lineare lasciando accesi i filamenti delle valvole, quando il lineare è inserito si accende LP2;

I3 : interruttore di rete;

C3 : accordo di griglia:

C27: accordo di placca;

C28: accordo d'antenna.

MESSA A PUNTO

Prima di dare corrente controllate che non vi siano cortocircuiti o errori di cablaggio.

Se non trovate niente di anormale accendetelo e controllate con un tester le varie tensioni: tensione di placca a vuoto circa 1200 V, tensione di griglia schermo circa 260 V, tensione negativa di griglia controllo circa 180 V. Dette tensioni vanno misurate direttamente ai capi dei rispettivi condensatori elettrolitici. Se tutto è regolare potete inserire all'entrata del lineare il vostro baracchino, avendo la precauzione di interporvi un rosmetro. Staccate il lineare dalla rete e levate il fusibile della anodica, dopo di che ridate corrente e, dopo aver atteso che le valvole si scaldino, provate a inserire la portante.

Se tutto funziona regolarmente i due relè devono scattare e contemporaneamente il rosmetro deve segnare circa 1 : 1,3 — 1 : 1,4.

Se anche questa prova ha dato esito positivo, reinserite il fusibile della anodica e collegate all'uscita una antenna, o ancora meglio, un carico fittizio. Reinserite la portante e regolate C3 (grid tune), C27 (Pa Tune), C28 (Pa Load) per la massima indicazione dello strumento presente sull'apparecchio. Per questa prova è necessario che I1 sia in posizione watt uscita.

Dopo di che non resta che regolare C4 per la neutralizzazione. Si procede nel seguente modo: dopo aver tarato il lineare per la massima potenza di uscita togliete l'anodica alle valvole ed escludete momentaneamente R17.

Inserite la portante e regolate C4 fino ad avere la minima potenza in uscita, letta sempre sul milliamperometro.

Dopo di che reinserite il fusibile F3 e il vostro super lineare è pronto a funzionare.

Prestate molta attenzione mentre lavorate in questo lineare in quanto i 1000 V presenti nel circuito anodico possono essere MORTALI.

Di conseguenza ogni volta che dovete togliere o inserire un fusibile o un qualsiasi altro componente TOGLIETE sempre la tensione all'apparecchio.

Come ultima nota vi consiglio di bucare il coperchio e il fondo del contenitore in corrispondenza delle valvole finali, al fine di agevolare il raffreddamento. Molto utile, se usate il lineare a lungo, sarebbe raffreddare le valvole con un blower.

Se seguirete scrupolosamente questi consigli il vostro lineare funzionerà immediatamente e perfettamente.

Per finire se qualcuno trovasse delle difficoltà nella realizzazione mi scriva pure; il mio indirizzo è: Via Tolmezzo 12/2 - 20132 Milano.

ELENCO MATERIALI		N° di codice GBC
C37	: condensatore da 12 pF	BK/5100-12
C38	: condensatore da 10 nF	BA/0370-42
C39	: condensatore elettrolitico da 2.200 μF	BE/2358-70
C40	: condensatore da 1 nF	BK/6202-10
C41	: condensatore da 82 pF	BA/0150-44
C42	: condensatore da 1 nF	BK/7002-10
C43	: condensatore da 1 nF	BK/7002-10
D1÷D16	: diodi 10D10	YY/1979-00
D17÷D20	: diodi OA95	YY/4289-00
D21÷D22	: diodi 10D1	YY/1964-00
D21	: diodo zener BZX79C3V9	YY/3858-04
TR1	: transistore 2N1711	YY/8501-13
V1	: valvola OA3	VL/4009-02
V2	: valvola 6146B	VL/9015-07
V3	: valvola 6146B	VL/9015-07
JAF1-2-6	: induttanze da 1 mH	OO/0498-02
I1	: commutatore rotativo	GN/0170-00
I2	: interruttore con leva a pera	GL/1400-00
I3	: interruttore con leva a pera	GL/1400-00
RL1	: relè miniatura a 4 scambi - 12 V	GR/3214-00
RL2	: relè standard a 3 scambi - 6 V	GR/0542-00
LP1	: portalampada	GH/2440-00
LP2	: portalampada	GH/2430-00
MA	: milliamperometro da 1 mA	TS/1775-00
F1	: fusibile da 200 mA	—
F2	: fusibile da 500 mA	—
F3	: fusibile da 200 mA	—
F4	: fusibile da 500 mA	—
Per le bobine e le impedenze non segnate in elenco vedere testo.		—

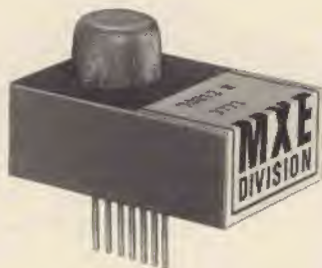
RIVELATORI DI GAS E DI FUMO PER APPLICAZIONI PROFESSIONALI TIPI MXE 50812 A, N e S e 70812 A, N e S.

Questa serie, realizzata dalla Metronix B.V. International Vondellaan, 75 Harderwijk (Olanda) che è rappresentata in Italia dalla EXELCO srl, Via Gluck 48, Milano presenta le seguenti caratteristiche:

- *Sensibilità elevata ai diversi tipi di gas*
- *Controllo di concentrazione regolabile*
- *Livello di zero regolabile*
- *Corrente di uscita elevata*
- *Utilizzabile in c.c. per la progettazione di circuiti professionali di allarme*

Descrizione del circuito

Il circuito è composto di un semiconduttore sensibile al gas TGS, di un amplificatore operazionale di ottime caratteristiche di funzionamento, di un circuito trigger molto stabile e di uno stadio finale con elevata corrente di uscita. L'unità è racchiusa in resina epossidica per ottenere una resistenza ottimale contro l'umidità. I terminali sono placcati in oro e distanziati di 0,1" e permettono il montaggio sia orizzontale sia verticale. I modelli N, S e A consentono diversi valori di tensione di uscita. La serie 70 ha un campo di applicazione per temperature industriali da 0 °C a + 70 °C, mentre la serie 50 è per impiego militare con temperature da — 30 °C a + 100 °C.



Sensibilità a:

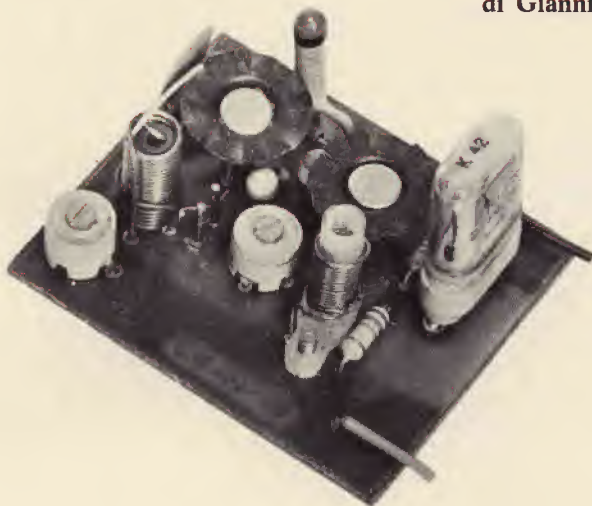
Idrogeno
Alcool
Fumo
Etanolo
Monossido di carbonio
Olii volatili
Gas di città
Acetone
Metano
Acetilene
Gas naturale
Benzene
Propene
Freon
Ammoniaca
n-Esano

"IL MEZZO LITRO"

TRASMETTITORE PER CB

di Gianni BRAZIOLI





Questo TX miniatura, funzionando a 12 V di alimentazione, assorbe 55 mA circa; ha quindi una potenza «input» di poco inferiore ai 700 mW. Impiegando una antenna ben adattata come impedenza, ed efficiente, magari la classica «frusta nera», il segnale RF effettivamente emesso può essere ragionevolmente stimato sui 500 mW; da qui viene il «mezzo litro» del titolo, che più elegantemente, si potrebbe definire «mezzo Whisky» con il frasario dei CB. Tale valore, che nella gamma dei trasmettitori semplificati non è certo spregevole, è ottenuto con un oscillatore ed un solo stadio amplificatore di potenza; non si impiegano transistori ad alto costo e bassa reperibilità o circuiti critici.

Una scelta molto oculata di ogni dettaglio circuitale fa sì che sia possibile ottenere il massimo rendimento con il «minimo sforzo».

Se noi osserviamo le multiformi sezioni TX dei «baracchini» CB, paragonandole, e vedendo nel contempo le varie realizzazioni amatoriali apparse sulle principali Riviste europee, sia per CB, sia per OM (gamma dei 28 MHz) noteremo che vi sono molti «giocattoli» impieganti un semplice ed «unico» oscillatore quarzato che eroga un segnale debolissimo: dai 5 ai 30 mW; mentre per ottenere una potenza di 100-250 mW, all'oscillatore si aggiunge un secondo stadio.

I circuiti che **effettivamente erogano** una potenza di 500 mW «output» solitamente impiegano TRE stadi: oscillatore, pilota e finale.

Oppure fanno uso di transistori speciali; giapponesi, americani, mai reperibili e costosissimi, ma anche questi, di massima hanno 500 mW «input» ovvero assorbiti, dalla pila o alimentazione generale che sia. E' da notare che il divario tra la potenza resa all'antenna e quella assorbita è notevole. Un amplificatore RF ben studiato ha un rapporto più favorevole, rispetto ad uno BF, ma in nessun caso raggiunge il 100%.

Raramente, quindi, i «due stadi» rendono **sul serio** 500 mW, anche con tutta la loro pletora di elementi esotici, transistor 2SA, brodo di nidi di rondine, bobine d'argento, funghi cinesi e chi più ne ha....

Seriamente dicendo, altro è la corrente continua prelevata dall'alimentatore, altro è il segnale emesso.

Un «ottimo» TX, davvero efficiente, dà il 70% di quel che assorbe; un TX mediocre non giunge al 50%, certi oscillatori-trasmittenti trasferiscono in calore, perdite elettromagnetiche e perdite varie addirittura il 70% della potenza «input».

Tutto ciò è la norma corrente.

Svecchiando i circuiti, con una antenna analisi dei migliori e più moderni, escludendo tutte quelle soluzioni che hanno fatto il loro tempo, oggi non pare certo **obbligatoria** la presenza di TRE transistori per ricavare 500 mW effettivamente disponibili in antenna.

Se un paio di anni fa nei TX si impiegavano dei transistori progettati per l'impiego nello stadio convertitore dei ricevitori, oggi sono disponibili a prezzo limitato dei modelli che derivano dalla tecnica impulsiva dei Computer, catalogati «per comunicazioni» e capaci di brillanti prestazioni.

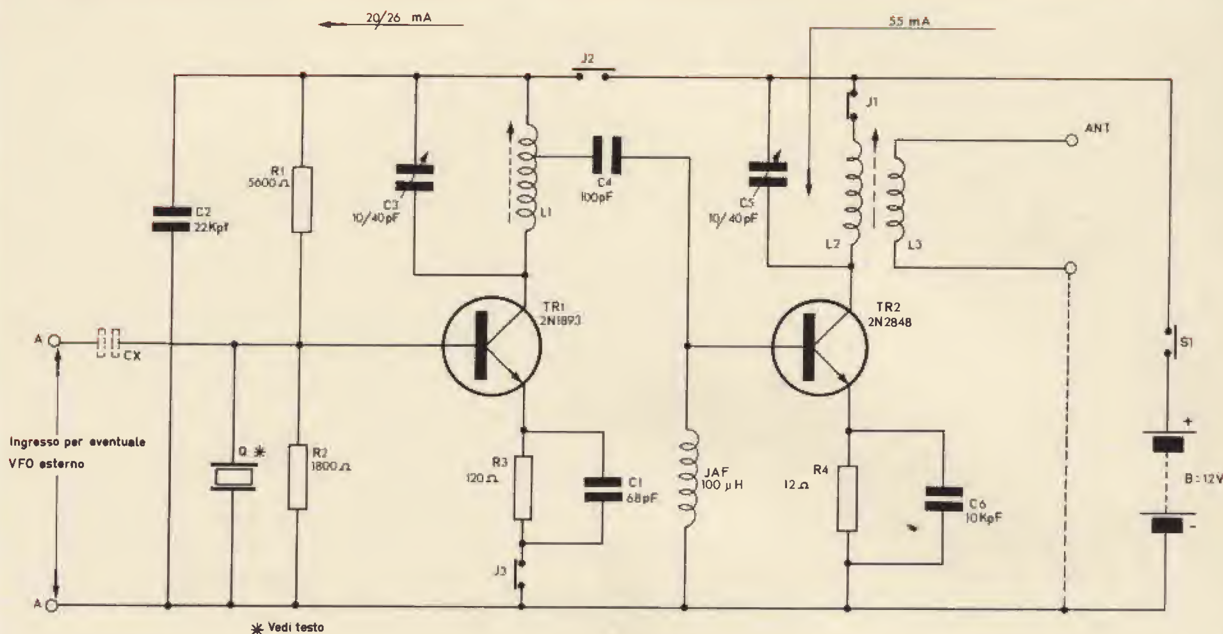


Fig. 1 - Schema elettrico.

Noi, impiegando due di questi, abbiamo realizzato un TX per CB quarzato che con sedici parti in tutto assorbe 700-740 mW ed eroga **davvero** 500 mW su di un carico pari a 52 Ω.

Non per questo il nostro elaboratore è instabile; anzi, il rapporto frequenza-temperatura è ottimo, all'altezza di qualunque prodotto industriale: non si nota poi alcuna propensione all'autoinnesco, e, nota ultima ma non per questo meno importante, la taratura del complesso non richiede altro che un comune Tester.

Lo schema, fig. 1, non sembra dire molto di nuovo, ma il pregio di questo particolare TX non è nella novità, bensì nella **specializzazione** di ogni dettaglio, che diventa rendimento.

Nello schema si può notare J1: eventuale inserimento della modulazione, J2: misura della corrente dello stadio oscillatore, J3: eventuale inserzione del tasto, A-A: ingresso per eventuale VFO esterno (10 mW) impiegato estraendo il cristallo «Q», CX: condensatore da 50 pF da usare se il VFO non prevede l'uscita isolata in c.c. - tenete presente che J1, J2 e J3 sono normalmente chiuse.

L'oscillatore (TR1) è stato più volte modificato nei valori e nel concetto sino ad ottenere un «complesso di stadio» tale da rivaleggiare favorevolmente con i più riusciti paralleli internazionali noti.

A ciò si è giunti vedendo per prima cosa che i vari BSY44, 2N-1711, 2N914 e simili non rendevano abbastanza; con essi non si raggiungeva in alcun modo quella «ampiezza di picco» necessaria per pilotare energicamente lo stadio finale.

Di prova in prova, per il TR1 si giunse ad un transistore poco noto agli sperimentatori, ma non per questo meno brillante: esso era il 2N1893 della SGS, usato per lo più in apparecchiature industriali, come computers, terminali, sistemi di scansione e lettura.

Questo NPN planare, anche se non è di ieri, è un pò **l'epitome** del buon transistore di media potenza per RF, infatti unisce ai 100 MHz di Fα un guadagno pari a 80-120, una dissipazione di 800 mW, una temperatura massima di giunzione di qualcosa come 200 °C (!) che consente anche qualche sovraccarico imprevisto, nonché la interessantissima Vcbo pari a 120 V ed una Vce di 100 V.

Quanto costa questo transistore? Meno di mille lire.

Le curve caratteristiche del 2N-1893 consentono una «severa» polarizzazione per l'elemento: R1-R2 della figura 1 sono calcolate per un assorbimento dello stadio pari a 240 mW se non superiore; una entità notevole, ma non tale da creare qualche squilibrio termico. In effetti, il nostro stadio può lavorare tra 0 °C e + 35 °C senza pericoli di valanga e senza slittamento notevole nella frequenza, il che risulta dalle misure effettuate.

Ovviamente ciò vale se il cristallo ha una buona qualità standard; certi quarzi che vengono dall'oriente, prodotti per via sintetica, hanno un coefficiente di temperatura tale, da sembrare.. al «Germanio» (HI). Per altro non sono trattati dalla GBC e da altri grossisti seri.

Ora, la potenza detta, può essere ottenuta solo se il «Q» dell'avvolgimento di uscita è elevato: seguendo le istruzioni che daremo, non sarà difficile ottenerlo.

Altre note sullo stadio oscillatore. R3 e C1 collaborano alla stabilizzazione termico-dinamica dello stadio; il condensatore ha una capacità ridotta, perché la collocazione del quarzo lo pone «in circuito».

Anche se l'oscillatore, come abbiamo detto, raggiunge un assorbimento di ben 250 mW circa, sorge il problema di un buon adattamento con lo stadio seguente; nel caso contrario, le perdite guasterebbero il risultato.

Questo, potrebbe essere raggiunto tramite un Link, ma come è noto, in tal caso il «secondario» sarebbe assai critico come posizione e numero di spire. Pertanto valutando (anzi «ponderando») le soluzioni possibili, che sono a «partitore capacitivo» ad «accordo» a «presa», si è scelta quest'ultima.

Pertanto, il prelievo della RF fornita dallo stadio oscillatore è effettuato a quattro quinti della L1. Un condensatore «indifferente» alla frequenza del segnale (C4) sul profilo della reattanza, porta sulla base del TR2 la RF.

Per la scelta del finale RF è stata necessaria una ardua impresa condotta valutando e paragonando curve caratteristiche, dati, parametri, **costo netto** e reperibilità dei transistori RF oggi presenti sul mercato.

Da questa kermesse è venuto fuori il modello 2N2848, assai più noto del precedente, anzi familiare ad ogni amatore che s'interessa di VHF. Il «Ventottoquarantotto» è odiernamente costruito da varie Case, ma quello della SGS non costa più di mille lire. Funzionando a 150 MHz offre un guadagno di 80-120 per ben 150 mA di Ic, e, fatto da considerare, possiede una Vcbo pari a 60 V, il che risulta molto interessante. Con questo valore, rovinarlo con un picco di modulazione è assai difficile. Dato non trascurabile, può dissipare circa 1W nel funzionamento continuo.

Raramente si può trovare un miglior compromesso «prezzo-prestazioni».

Nel nostro TX le sue caratteristiche sono utilizzate adeguatamente. Pilotato con pienezza dal TR1, la potenza dissipata dal TR2 raggiunge il limite, pur senza cadere nella pericolosità.

Munito del suo bravo radiatore, il 2N2848 assorbe buoni 55/60 mA, se l'accordo di L2/C5 è ben fatto il che corrisponde all'input annunciato.

Malgrado l'aletta, il TR2 potrebbe andare in «valanga» a causa della deriva termica, se non si prevedesse qualche artificio «frenante». Questo artificio, nel nostro schema, è rappresentato dalla R4, che non sottrae potenza essendo bipassata dal C6.

Ora, noi crediamo che grazie all'esposizione «piana» di tutte le funzioni, anche i più sprovveduti tra i lettori ci abbiano potuto seguire sin qui. Non saremo però sorpresi se qualche «sprovvedutissimo» dicesse: «Ma come fa a condurre il TR2? Non c'é polarizzazione»..... Bene, ecco qui: il TR2 è polarizzato anche se non si vede!

E' il segnale proveniente dal TR1 che lo pone nel regime di conduzione. Quando i semiperiodi **positivi** raggiungono la tensione di cresta, lo stadio finale «vede» una tensione tale da divenire decisamente «On» ed amplificare le semionde. Questo modo di funzionare è detto «Classe B/C» e da molti Classe B/RF, sic et simpliciter.

Per il prelievo della RF è previsto un avvolgimento apposito: L3.

Se il segnale deve essere applicato ad una linea di trasferimento **bilanciata** (dipolo) è utile disporre di tutti e due i capi. Se invece si preferisce un sistema come l'antenna a stilo, un capo della bobina può essere collegata a massa generale come si vede nello schema.

Questo trasmettitore può essere impiegato in telegrafia, telefonia e nel radiocomando. Inoltre può servire per il servizio di amatore e per la CB. Il cristallo impiegato per la banda, porrà il complesso sulla gamma desiderata.

Ove si voglia utilizzarlo come «RC Monocanale», «Q» sarà da 27,120 MHz ed il comando verrà effettuato premendo semplicemente «S1» in forma di pulsante: ogni volta che sarà chiusa l'alimentazione, un treno di segnale RF sarà inviato al ricevitore del modello.

Per l'uso telegrafico sulla gamma dei 28 MHz, non vi sono difficoltà; il cristallo sarà scelto per la frequenza che interessa, ed il tasto sarà inserito nel «J3» (a schema). In tal modo si eviterà il deprecato «click» dovuto alla manipolazione dello stadio finale, che nel caso surriportato non ha rilievo.

Per l'emissione radiotelefonica, occorre ovviamente modulare il segnale RF. Il sistema più semplice per effettuare tutto ciò, è quello di usare un trasformatore per sovrapporre il segnale audio alla corrente assorbita dallo stadio finale: figura 2.

T1 di questo schema sarà il modello GBC «HT/2040-00» collegato «a rovescio» rispetto l'utilizzo

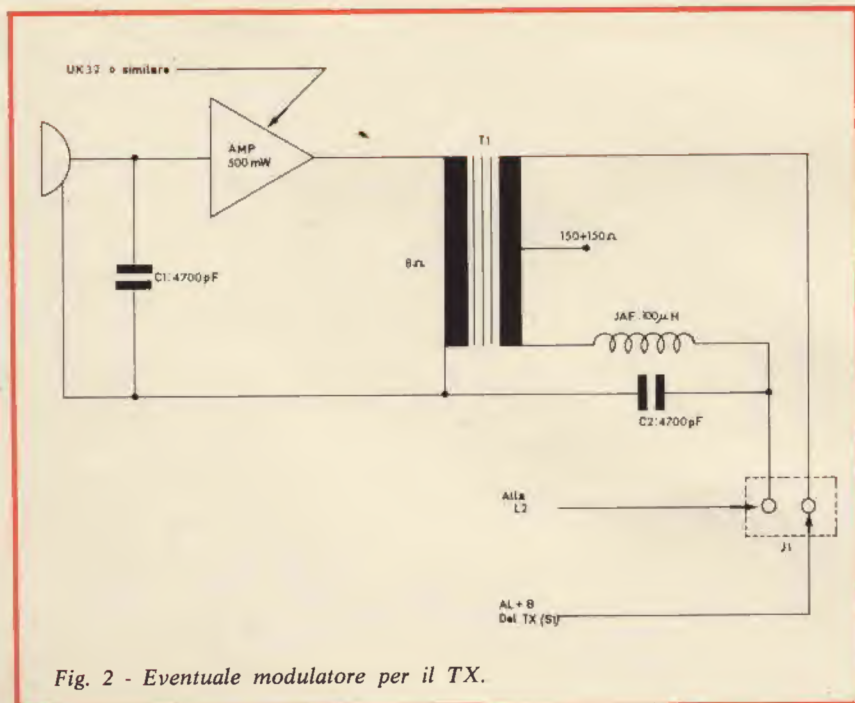


Fig. 2 - Eventuale modulatore per il TX.

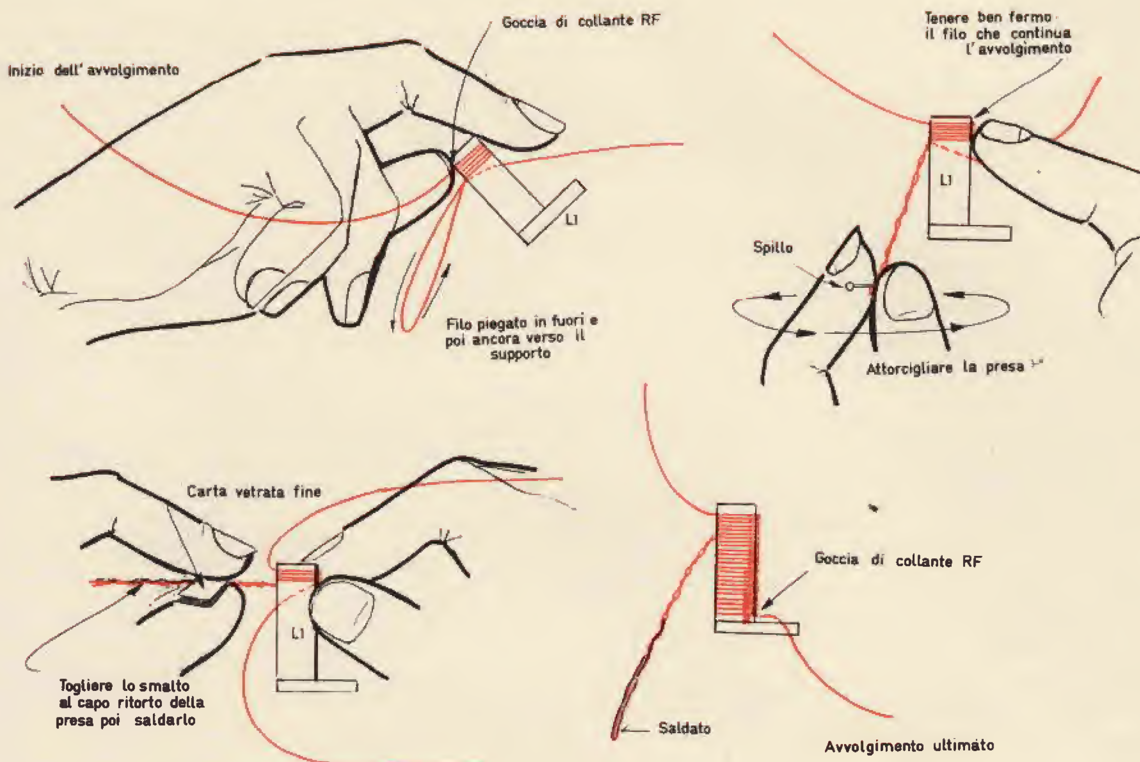


Fig. 3 - Realizzazione della «L1».

normale, vale a dire con l'avvolgimento a impedenza maggiore applicata al J1, ed il «secondario» originale impiegato come effettivo primario, vale a dire connesso all'uscita di un qualsiasi amplificatore audio da 500 - 700 mW: quest'ultimo pilotato da un microfono.

C1 di figura andrà collegato direttamente in parallelo al microfono per evitare ritorni spuri di RF e relativi inneschi; JAF e C2 serviranno da filtro per lo stesso scopo.

Naturalmente, questo TX potrebbe anche essere modulato in modo «complementare» mediante un Totem pole, o in NBFM via Varicap, ma queste soluzioni sono meno interessanti, in quanto non alla portata dei principianti, ai quali ci rivolgiamo primariamente.

Passiamo quindi al montaggio.

La basetta stampata forma una soluzione moderna e conveniente per cablare il complessino. E' necessario che l'isolante sia vetroresina ad evitare incontrollabili perdite RF. Le «tracce» della basetta si vedono nella figura 4. Il pannello del

ELENCO DEI COMPONENTI

B	**: alimentazione capace di erogare 12 V con 100 mA esempio, tre pile «quadre» poste in serie**
C1	**: condensatore ceramico da 68 pF**
C2	**: condensatore ceramico da 22.000 pF**
C3	**: condensatore ceramico a disco da 10/40 pF**
C4	**: condensatore ceramico da 100 pF**
C5	**: eguale al C3**
L1-L2-L3	**: vedi testo**
J1-J2-J3	**: giunti a «cavaliere» posti tra le interruzioni del circuito**
Q	**: quarzo per CB, Radiocomando o gamma Radioamatori (vedi testo)**
JAF	**: impedenza da 100 μH**
R1	**: resistore da 5600 Ω, ½ W - 10%**
R2	**: resistore da 1800 Ω, ½ W - 10%**
R3	**: resistore da 120 Ω, ½ W - 10%**
R4	**: resistore da 12 Ω, ½ W - 10%**
TR1	**: transistore SGS mod. 2N1893**
TR2	**: transistore SGS mod. 2N2848**

NOTA: I transistori 2N1893 e 2N2848 non devono essere sostituiti pena l'insuccesso, oppure un rendimento cattivo, inferiore a quello segnalato.

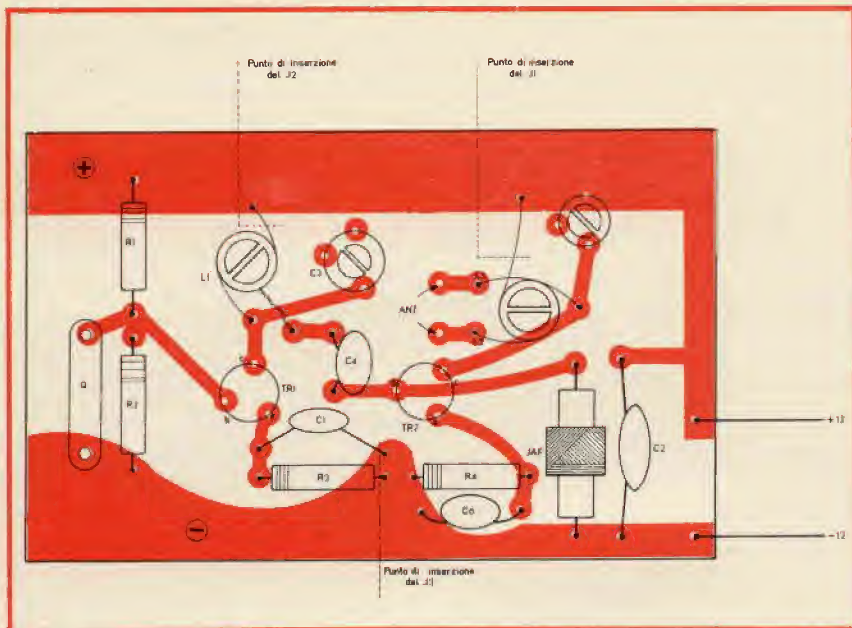


Fig. 4 - Circuito stampato ripreso dal prototipo.

prototipo misura 55 per 65 mm. e, come si nota, ogni parte trova una spaziatura più che sufficiente, tanto che persino il trasformatore di modulazione potrebbe essere ospitato sulla plastica. Il TX, cablato secondo la nostra disposizione non tende affatto ad oscillare in modo spurio anche se non sono previste schermature tra il primo ed il secondo stadio.

Il cristallo deve essere montato con uno zoccolino in ceramica GBC non tanto per evitarne il surriscaldamento, ma per facilitare una sostituzione futura nel caso che si voglia mutare canale CB, o addirittura banda di lavoro.

Le bobine previste debbono essere preparate appositamente.

L1 impiegherà un supporto da ∅ 6 mm con nucleo svitabile. Le spire da avvolgere sono in tutto 19, in filo di rame smaltato da 0,6 mm.

La presa per la connessione al C4 deve essere effettuata a cinque spire dal lato «+ B». Detta, la si effettua piegando in fuori una decina di centimetri di filo, poi effettuando con questo una «treccia» e continuando l'avvolgimento sino al termine: fig. 3.

L2 è costituita da filo ∅ 1,2 mm, sempre in rame smaltato; questo diametro è già abbastanza «importante» e le spire possono autosorregersi anche senza un supporto, se sono incollate tra di loro.

Nel nostro prototipo si è seguito questo criterio, il che non vincola all'imitazione, ma rappresenta un valido suggerimento.

La bobina ha un diametro di 9 mm e prevede 16 spire strettamente accostate. Un nucleo ferromagnetico è introdotto nell'avvolgimento, e per evitare che si muova a taratura ultimata, un elastico da ufficio, sottile, è «impanato» tra rame e poliferro.

La L3 prevede 5 spire di filo in rame da ∅ 1,2 mm ed è avvolta direttamente sulla L2, come si nota nelle fotografie.

Le saldature devono essere effettuate con la necessaria precisione, evitando che le «sbavature» possano cortocircuitare le linguelle del circuito stampato, e che il deossidante si «spanda» sulla Vetronite degradandone le possibilità di isolamento.

A questo proposito sarà anzi utile ripassare il montaggio finito, con un pennello intinto nella Trielina, dal lato collegamenti, è ovvio, al fine di asportare i depositi di Colofonia residui della saldatura. La messa a punto ed il collaudo del TX sono assai semplici, ma è necessario effettuarli con la cura dovuta.

Per prima cosa, si inserirà un tester commutato per 100 mA f.s. nel jack «J2». Si darà tensione al tutto con 12 V e si vedrà cosa indica lo strumento. La segnalazione può aggirarsi sui 15-20 mA, nel normale. Regolando con una chiave in plastica C3 ed il nucleo della L1 si cercherà di «ottenere l'ottenibile», leggi la massima corrente.

Il rendimento più elevato, corrisponde a circa 26 mA; operando «di fino» con la chiave, si potrebbe «tirare» l'oscillatore su di un assorbimento di circa 30 mA o poco meno. Lavorando così «sparato», però, lo stadio non è più stabile; lavorando in grafia, ad esempio, ogni volta che si preme il tasto, l'innesco può avvenire o non avvenire; non «parte» con sicurezza.

Conviene quindi «accontentarsi» dell'ottimo, senza ricercare un rendimento «trascendentale» che potrebbe manifestarsi zoppo.

L'identico lavoro è da fare per lo stadio finale, inserendo il tester nello J1; qui la corrente deve salire a 55 mA o anche a 60 mA.

Se gli avvolgimenti sono ottimi, se il cristallo è eccellente, questi valori possono anche essere superati; nel caso contrario, avverrà l'opposto, comunque, a meno che non intervengano errori, la media detta dovrà essere rispettata.

Ora il TX è ultimato. Potete modularlo, adoperarlo in grafia o per radiocomando: in ogni caso vi darà delle soddisfazioni.

QUANTO PESA IL CONCORDE?

Parigi. In Francia, la Société Nationale des Industries Aéronautiques et Spatiales è stata la prima ad installare un sistema mobile elettronico per determinare il peso di aerei.

Il sistema, progettato dall'Organizzazione Philips francese, è anche in grado di valutare con precisione il peso di aerei grandi e pesanti quanto il Concorde o l'Airbus europeo.

DISCUTIAMO IL RICEVITORE PER CHI COMINCIA

a cura di I2JJK

Occorre conoscere bene il traffico radio per diventare radioamatori e buoni tecnici di telecomunicazioni. Per fare ciò è necessario un ricevitore simile a quello presentato in questo articolo.

Questo numero della Rivista è dedicato ai Radioamatori, e con ragione! In pochi anni infatti gli iscritti alla ARI sono saliti alla bella cifra di quasi 10 mila.

L'aumento numerico delle adesioni alla Associazione, che rappresenta legalmente come Ente Morale i Radioamatori Italiani, è dovuto a due fondamentali tendenze:

— L'afflusso entusiastico di molti giovani che sono stati contagiati dal «virus» dell'elettronica inserito nel «terreno di cultura» delle telecomunicazioni via radio.

—Il ritorno nelle file di molti vecchi radioamatori attratti dalle nuove prospettive di assistenza che offre l'ARI, rinnovata come base organizzativa e ben introdotta nel contesto moderno delle telecomunicazioni italiane; sia per i suoi legami ormai consolidati con il Ministero P.T., sia per l'attività del CER (Corpo Emergenza Radioamatori), filiazione a parte dell'ARI e da questa del tutto distinta.

Si tratta di un gruppo che opera ad alto livello in collaborazione con organismi nazionali qualificati come Prefetture, Vigili del Fuoco ecc.

Questa la situazione attuale del Radiantismo Italiano.

C'è stato chi ha detto che il «numero, se organizzato, è una potenza». Siamo proprio di questo parere ed aggiungiamo che gli OM rappresentano una potenza benefica e di grande importanza per l'avvenire del Paese specie ora che:

— L'elettronica invade tutti i campi provocando una «fame» notevole di tecnici.

— Le attuali scuole professionali, superiori e pure per corrispondenza, sono del tutto inadeguate alle necessità di preparazione dei tecnici. E' una triste realtà!

Ma vogliamo ricordare pure che il potere benefico del Radiantismo è presente nella formazione del carattere specie dei giovani ed intendiamo ciò, non solo come impegno a superare le varie difficoltà misurandosi con i problemi tecnici, ma pure come allargamento di orizzonte culturale e democratico anche fuori dei confini nazionali con una forte carica di tolleranza e di comprensione verso il resto della umanità.

Si tratta cioè di una formazione di carattere, ma accompagnata da valori morali e culturali che difficilmente si trovano in altre attività.

Proprio per questo motivo è particolarmente importante la «formazione del neofita», di chi cioè muove i primi passi.

Ed il primo passo verso le telecomunicazioni viene dall'ascolto delle Onde Corte.

E' una finestra che si apre su tutto il mondo! Piano piano il principiante (che può tra l'altro iniziare la sua attività a qualunque età come «SWL») comincia così a conoscere le gamme, i servizi radio, i termini tecnici, un po' di lingue (specie la lingua inglese) e soprattutto acquisisce di fatto la grande

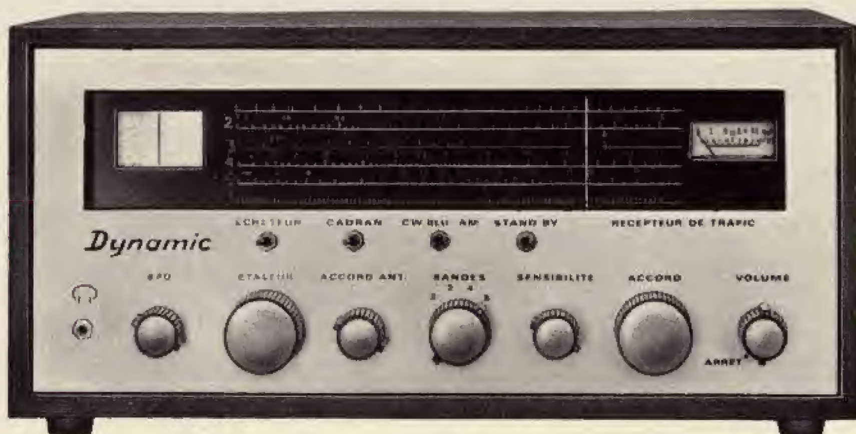


Fig. 1 - Introducendo il discorso sulla formazione degli «Short Wave Listeners» (amatori di ascolto su onda corta) troviamo opportuna la presentazione di questo «Dinamic», ricevitore senza eccessive pretese della Mics-Radio francese che può soddisfare le fondamentali esigenze.

verità «che la nostra libertà comincia dove finisce quella degli altri» ed anche «il reciproco rispetto delle convenzioni internazionali sta alla base dei servizi radio». Non è poco acquistare queste verità! Diremo anzi (senza paura di esagerare o di fare della retorica) che si tratta di alcuni punti base per la formazione del cittadino, un uomo cioè consapevole che le tendenze moderne portano sempre di più, a guardare oltre i confini del proprio Paese.

Ma per formare questo appassionato di onda corta non basta fornirgli le notizie base contenute negli opuscoli dell'ARI; è pure indispensabile che sia messo al corrente dei dettagli tecnici del radioricevitore.

Purtroppo da noi non esistono dei testi teorici pratici come il «The Radioamateur Handbook» americano, la «Bibbia» del radioamatore.

Ci siamo così decisi a realizzare questa descrizione «ragionata» che ci permetterà di consigliare nel modo migliore il «beginner», o novizio, e invoglierà, crediamo, più di uno a tentare di autocostruirsi un ricevitore «a copertura continua di banda».

D'altra parte questo non è solo il desiderio dell'«OM» che comincia, ma pure il desiderio, l'aspirazione anche dell'«OM» maturo che opera volentieri nell'ambito delle bande radiantistiche, ma si sente un poco costretto ed aspira sempre a qualcosa di più, a spaziare cioè a volontà, su tutte le gamme delle Onde Corte.

Per questa descrizione abbiamo scelto un modello pratico, semplice, alla portata di tutti e di realizzazione quasi... casalinga, posto sul mercato da una Casa francese, la Mics-Radio, e venduto in Italia dalla S.T.E.

Iniziamo quindi dicendo che siamo a disposizione di tutti coloro che, tramite la redazione della rivista ci vorranno consultare per qualche consiglio o schiarimento.

Come si può osservare dalla tabella 1, le caratteristiche sono di tutto rispetto anche se mancano (e ne vedremo il motivo) due comandi molto importanti e cioè di sintonia di aereo, di «clarifier» e di selettività variabile come pure un calibratore a quarzo.

Quest'ultimo è però previsto come fornitura a parte dalla Mics-Radio con un cristallo da 3,5 MHz.

Non deve stupire che il commutatore di banda preveda una posizione inutilizzata e che le bande inizino dal n. 2 con 500 ÷ 1600 kHz.

In effetti la Mics-Radio pone in vendita due modelli ed il più ricco di prestazioni (e più costoso), il «Comet», prevede pure la banda 150 ÷ 420 kHz in corrispondenza alla posizione 1 del commutatore.

Con praticità tutta francese per normalizzazione e riduzione di costi nel «Dinamic» (che qui presentiamo come più economico ed adatto agli «OM»), questa banda è semplicemente esclusa ed il calibratore considerato opzionale.

Tutto il resto, compreso quindi l'equipaggiamento di scala e di comandi, rimane così invariato nei due modelli.

L'estetica è buona e ben si accompagna con un mobile in legno alla praticità dell'assieme. Il prezzo di vendita, date anche le recenti vicende monetarie, è piuttosto alto.

TABELLA 1

CARATTERISTICHE TECNICHE

Copertura di banda	: **n. 2 0,5 ÷ 1,6 MHz**
	: **n. 3 1,6 ÷ 4,4 MHz**
	: **n. 4 4,3 ÷ 13 MHz**
	: **n. 5 12,5 ÷ 31 MHz**
Bande radioamatori	: **A 3,5 ÷ 3,8 MHz (80 m)**
	: **B 7,0 ÷ 7,35 MHz (40 m)**
	: **C 14,0 ÷ 14,35 MHz (20 m)**
	: **D 21,0 ÷ 22,0 MHz (15 m)**
	: **E 28,0 ÷ 30,0 MHz (10 m)**
	: **F 26,0 ÷ 27,9 MHz (11 m)**
Media Frequenza	: **Gamma 2 e 3 455 kHz**
	: **Gamma 4 e 5 1650 ÷ 455 kHz**
Sensibilità	: **inferiore a 1 µV per 10 dB di rapporto S/D**
Potenza di bassa frequenza	: **2 W su 5 Ω**
Selettività	: **± 3 kHz a 6 dB**
	: **± 24 kHz a 60 dB**
Reiezione di immagine	: **40 dB minimi sui 30 MHz**
Intervento del CAV	: **segnale stabile dai 10 ai 250.000 µV**
Modalità di ricezione	: **AM, CW, SSB**
Assorbimento in c.a.	: **5 W con alimentaz. a 110 o 220 V**
Dimensioni	: **larghezza 395 mm, altezza 220 mm, profondità 180 mm**
Peso	: **6,5 kg**

LO SCHEMA ELETTRICO

La caratteristica base di questo ricevitore è la costituzione dello schema elettrico. Vediamo perché! Anzitutto opera con un stadio di alta frequenza molto ben studiato con circuito «cascode» e transistori (TR1 e TR2) a basso rumore (BF167).

La base del transistore in uscita è «fredda», cioè disaccoppiata verso massa da un condensatore da 47.000 pF. Si evita così la possibilità di inneschi nel trasferimento del segnale.

Molto opportunamente, l'alimentazione della base del primo transistore è fatta «in presa» sulle bobine di sintonia previste per le quattro bande. In questo modo non si «carica» il circuito risonante

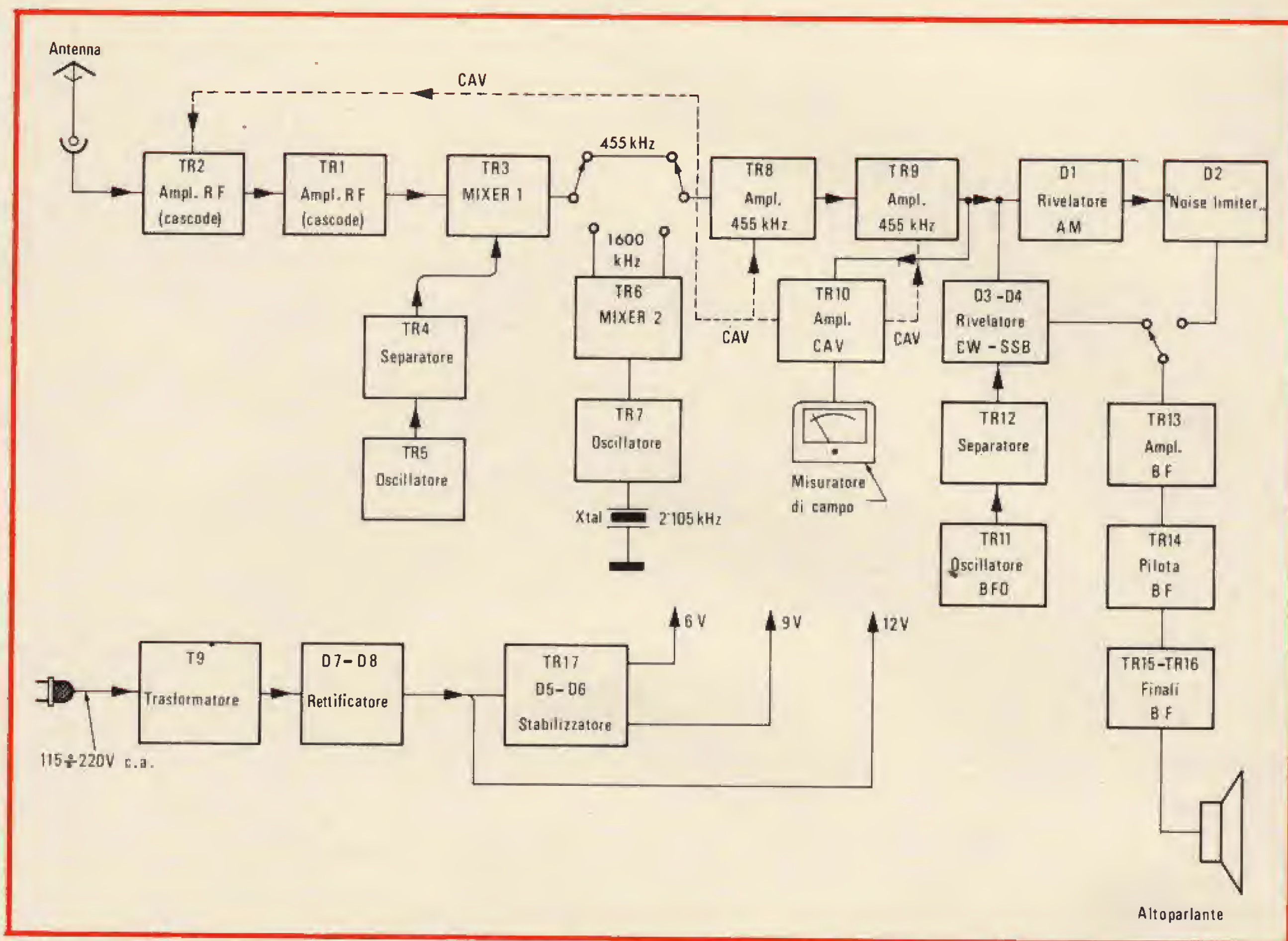


Fig. 2 - Questo schema a blocchi è utilissimo per avere un'idea sintetica dei vari stadi di funzionamento di questo ricevitore e dei relativi semiconduttori impiegati. Diviene così chiaro il meccanismo della doppia conversione limitato solo a due delle quattro bande previste di lavoro. Come si vede non è previsto il calibratore con quarzo da 3,5 MHz che è invece fornita in via opzionale.

che permette così la massima selettività possibile.

Con ciò la Mics-Radio ha dimostrato di conoscere bene i problemi del ricevitore a supereterodina; per prima cosa infatti è necessario uno stadio di alta frequenza sicuro, senza possibilità di inneschi, che dia una buona amplificazione con basso rumore e, quindi, migliori subito le possibilità quanto a sensibilità effettiva (cioè rapporto segnale/disturbo) e selettività (tale cioè da dare una buona reiezione di immagine).

Quanto a questa prestazione il progettista doveva sentirsi ben al sicuro se per le prime due bande ha operato a singola conversione con media frequenza di soli 455 kHz, e solo per le altre due ha introdotto uno stadio di conversione ulteriore a 1600 kHz.

Lo schema a blocchi di fig. 2 chiarisce come questo avviene e nello stesso tempo dà un'idea sintetica del funzionamento dei vari stadi.

Nel seguire questa descrizione conviene tenere d'occhio entrambi gli schemi, a blocchi e generale di figg. 2 e 3.

Come si può notare lo stesso commutatore di banda provvede con oltre tre sezioni ad inserire o meno l'alimentazione dello stadio di conversione e di generazione della frequenza di conversione, con un quarzo da 2105 kHz; ad inserire o meno il ciruito del transistore TR6 (Mosfet 3N141) con un elaboratore circuito di filtro a doppia sintonia in ingresso alla prima «porta».

Qualche lettore si potrà chiedere il perché di tanta fatica e chiedersi se non conveniva lasciare sempre inserita la seconda conversione con un guadagno in più di amplificazione.

Bene! Rispondiamo subito che anche per questa scelta il progettista ha fatto bene i suoi conti in quanto:

— Meno conversioni si introducono e meno rumore si introduce, considerando anche la possibilità di intermodulazione e la difficoltà di messa a punto.
— La media frequenza di 1600 kHz ed una frequenza di conversione di 2105 kHz, se introdotte sistematicamente, richiederebbero trucchi costosi per eliminare le spurie dall'oscillatore locale specie per la banda 3 (1,6 ÷ 4,4 MHz) ed altre seccature per le prime due bande in cui cade la 1600 kHz.
— La media frequenza non deve tanto amplificare quanto fare da filtro, producendo nel con-

tempo il minimo di rumore di fondo.

Quindi valeva la pena di ricorrere ad un buon stadio di alta frequenza per ottenere una buona reiezione di immagine fino a 4,3 MHz (con 960 kHz di «fuori sintonia» si possono superare i 40 dB) e valeva la pena pure di ricorrere alla doppia conversione solo per le frequenze superiori ai 4,3 MHz.

Particolare cura è stata rivolta ad altri due importantissimi punti del circuito e precisamente:

— L'oscillatore locale a frequenza variabile per la prima conversione.

— L'oscillatore di nota o BFO per la ricezione in CW e lo stadio di rivelazione per la SSB.

Vediamo prima il perché di questa impostazione di lavoro e come ciò è stato realizzato!

Anzitutto se si riceve in CW (in telegrafia) od in SSB, la stabilità di frequenza è di grande importanza (specie per la comprensibilità della fonia in banda laterale). In pratica in tutto l'arco dei 20 minuti che può durare l'ascolto di una comunicazione radiantistica occorre che lo «scivolamento di frequenza» non superi i 100 ÷ 200 Hz. Ciò comporta un massimo di stabilità per la banda n° 5 da una a due parti su 300.000.

Non è poco perché essa dipende dalla stabilità dell'alimentazione dell'oscillatore, dalla temperatura dei componenti e dalla loro qualità, oltre che dalla stabilità meccanica del circuito che deve sopportare le sollecitazioni meccaniche degli scatti del commutatore e del movimento dei vari comandi.

Anche nel caso di ricezione in AM va notato che la stabilità della frequenza di battimento ha il suo peso dato che la selettività è spinta (± 3 kHz a 6 dB).

Il problema era quindi serio ed il progettista ha lavorato come si deve.

Anzitutto il TR5 opera con un circuito ECO di buona stabilità che permette tra l'altro di prelevare il segnale utile da un punto a bassa impedenza «in presa» sulla bobina di sintonia.

La stabilità di tensione è stata poi molto curata. E' stato collegato infatti direttamente lo stadio di bassa frequenza finale in classe B ai 12,5 V di alimentazione, ed il resto del circuito viene servito con 9 V di lavoro stabilizzati con uno Zener (D5) di buona qualità ed il Tr17.

Non contenti di ciò, lo stadio generatore della frequenza di battimento viene alimentato con un altro Zener (D6) con ben 330 Ω in serie in modo da stabilizzare ancora di più la tensione fino ai 6 V.

In questo modo, anche ricavando il massimo di potenza di uscita in altoparlante, (con dei picchi notevoli di richiamo di corrente), e quindi delle oscillazioni nei 12 V di alimentazione in c.c., la stabilità è assicurata.

Il BFO è stato invece alimentato solo dai 9 V generali stabilizzati. E ciò è sufficiente in quanto:

— Il circuito adottato è tipo «Clapp», cioè molto stabile con la base connessa direttamente a massa come radiofrequenza.

— Il circuito è stato studiato per operare su di un ristretto spazio di frequenze in modo da permettere la ricezione della banda laterale superiore ed inferiore e permettere una certa escursione nel tono della nota del CW.

— Anche in questa disposizione al generatore segue un separatore (è il rivelatore a circuito bilanciato) che elimina così ogni influenza da parte del resto del circuito del ricevitore.

Con ciò le attenzioni del progettista hanno risolto come si è visto i problemi fondamentali della reiezione di immagine, rumore di fondo e stabilità di frequenza.

Sia per la selettività che per la rivelazione, come pure per il controllo automatico di volume (CAV), il circuito è stato curato come si deve.

La selettività è assicurata da tre circuiti risonanti fra loro in serie accordati sui 455 kHz.

Per le bande 4 e 5 è da considerare pure il sensibile apporto del circuito di filtro a doppia risonanza e debole accoppiamento sui 1600 kHz.

La rivelazione AM è ottenuta con un diodo rivelatore alimentato da un secondario a bassa impedenza dell'ultimo circuito di sintonia a 455 kHz. Segue un circuito di filtro per la radiofrequenza. Il segnale di bassa frequenza arriva con un condensatore da 0,1 μF ai capi del potenziometro di volume.

Un diodo (D2) quando non è cortocircuitato da S4 provvede a «clippare», a tosare cioè le punte dei transistori di disturbo. E' particolarmente efficace come dispositivo «antinoise» nella ricezione AM.

Per CW ed SSB è invece previsto molto opportunamente un circuito di rivelazione «bilanciato» che è largamente preferibile al cosiddetto «rivelatore a prodotto» con il quale semplicemente si fa pervenire, su di un tratto curvo di caratteristica, i due segnali che debbono battere fra loro.

Un amplificatore «con base a massa» (Tr12) provvede infatti ad alimentare, con il segnale del BFO, un circuito a ponte, alimentandolo in simmetrico appunto con questo segnale tramite un avvolgimento a bassa impedenza del circuito risonante di uscita. Due resistori da 470 Ω (R56 ed R57) permettono di ricavare una chiusura simmetrica verso massa per l'applicazione del segnale di rivelazione che è infatti introdotto in disimmetrico tramite C45 che alimenta due diodi bilanciati di rivelazione (D3 e D4).

In questo modo in uscita non sono presenti che i segnali relativi ai prodotti di modulazione, ciò è particolarmente importante per la ricezione dei segnali in SSB.

Si ottiene così nel modo migliore la «reinserzione della portante» generata localmente dal BFO.

Occorre naturalmente filtrare anche in questo caso la radiofrequenza con due circuiti RC fra di loro in serie (R58-C55 e R59-C56).

S2 permette di scegliere tra AM ed SSB e CW tramite un commutatore a due posizioni e due vie, una delle quali serve ad alimentare o meno il BFO e lo stadio di rivelazione bilanciata e di separazione del segnale di battimento.

L'applicazione del CAV è pure molto ben studiata ed impiega il transistore TR10 sia come amplificatore del segnale di polarizzazione di controllo, e come circuito di comando dello strumento da 300

Fig. 3 - Schema elettrico del «Dinamic». Come si può notare esso è senza fronzoli ma completo. Permette l'alimentazione da rete e dai 12 Vc.c.. E' dotato di un altoparlante incorporato.

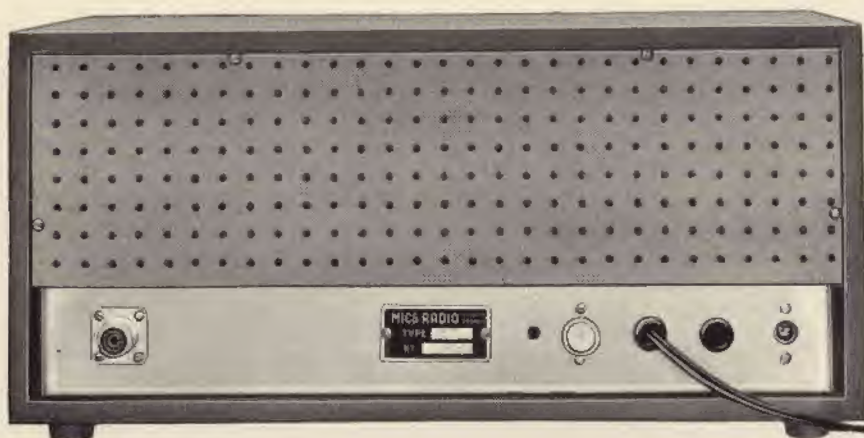


Fig. 4 - La realizzazione è come si vede spartana, di tipo pratico, ma le esigenze fondamentali sono rispettate specie la stabilità di frequenza. I dati del gruppo di alta frequenza non sono ovviamente forniti. Si potrà adottare per l'autocostruzione qualche variabile a gruppo del mercato.

µA che opera come indicatore di campo (S-mètre). Vediamo come!

Anzitutto due parole sul comando di sensibilità. E' realizzato molto semplicemente con un potenziometro da 10 kΩ che regola la polarizzazione di base degli stadi di media frequenza e del transistore di ingresso (TR2) del «cascode» amplificatore di alta frequenza.

Questo comando è molto utile per ridurre l'influenza del «QRM», cioè del disturbo dovuto alle interferenze causate dall'affollamento della banda.

Se il segnale da ricevere è appena discreto, conviene infatti ridurre drasticamente la sensibilità ed alzare invece il «volume» di bassa frequenza.

Si riuscirà così infatti a staccare in pratica il segnale desiderato da quelli interferenti.

Meglio, ovviamente, se si riceve con la cuffia e con l'alimentazione a pile o batteria a 12 V in modo da avere il minimo di rumore di fondo.

Naturalmente, dato il circuito impiegato, il comando di sensibilità altera l'indicazione dell'indicatore di campo (S-mètre).

Per poter valutare il campo ricevuto è quindi necessario ridurre il volume e portare al massimo la sensibilità.

Ma si tratta di una manovra abituale in molti apparati riceventi su Onda Corta.

In pratica, il transistore TR10, con in serie dal lato emitter l'indicatore di S (0 ÷ 300 µA), si comporta come una resistenza variabile in derivazione al potenziometro da 10 kΩ della «sensibilità».

Questa resistenza variabile si comporta come il braccio inferiore di un partitore realizzato con una resistenza semifissa da 47 kΩ per il braccio superiore.

Se il diodo D1 non rivela il segnale, TR10 non riceve in base alcuna polarizzazione e non permette ovviamente alcuna indicazione nello strumento in quanto risulta in pratica interdetto come conduzione.

In queste condizioni tutta la polarizzazione di lavoro viene applicata al primo stadio di alta frequenza ed all'ultimo di media frequenza a 455 kHz.

Il ricevitore lavora così al massimo della sua sensibilità.

Ma appena un poco di segnale viene ricevuto, D1 provoca subito una polarizzazione in base a TR10. Questi inizia così a condurre e per conseguenza, lo strumento comincia a dare indicazioni sul campo ricevuto e la polarizzazione di lavoro dei due stadi comandati dal CAV si riduce in quanto in parallelo ai 10 kΩ del comando di sensibilità compare la resistenza ben minore di TR10 entrato in conduzione. La sensibilità si riduce così drasticamente.

I 47 kΩ del resistore R34 possono ovviamente venire regolati in modo da tarare l'indicazione dell' «S-mètre».

Il procedimento è molto semplice a patto di disporre di un generatore a radiofrequenza con uscita tarata in µV.

Si immetteranno 100 µV in ingresso e, dopo avere sintonizzato il ricevitore, si regolerà R34 per l'indicazione S9.

Con ciò abbiamo sottolineato i punti base del circuito. L'amplificatore di bassa frequenza è di tipo convenzionale e non merita una menzione particolare. Va notato che due Jack permettono sia l'inserzione di una alimentazione esterna a 12 V, che l'utilizzazione delle cuffie al posto dell'altoparlante incorporato.

In entrambi i casi una camma provvede a staccare rispettivamente l'alimentazione interna da rete pure, nel secondo caso, l'alimentazione dell'altoparlante.

L'interruttore di funzionamento opera con un doppio contatto aprendo sia il circuito in c.a. che quello eventuale in c.c.

CONSIGLI PER UNA EVENTUALE AUTOCOSTRUZIONE

Diciamo subito che costruirsi un ricevitore non è facile soprattutto perchè per la messa a punto sono necessari degli strumenti di misura (generatore con attenuatore tarato e ben schermato contro le fughe di radiofrequenza) e bisogna saperli utilizzare molto bene.

Ciononostante il cimentarsi e fare delle prove può essere utilissimo, soprattutto perché ci si rende conto direttamente dell'ordine di grandezza e dell'importanza dei vari problemi che si presentano via via lungo il percorso del segnale dallo stadio di amplificazione RF, al convertitore, allo stadio di media frequenza così via. Proprio per questo motivo abbiamo pubblicato volentieri lo schema elettrico della Mics-Radio; appunto perché dà un'idea di quello che si deve fare per ottenere un minimo di risultati e mostra l'articolazione degli schemi ed i valori di resistenze e capacità per i gruppi di polarizzazione e di accoppiamento e disaccoppiamento (specie per l'alimentazione) a radiofrequenza.

Un primo modo di avvicinarsi

al problema può consistere nell'utilizzare un radioricevitore, magari di ricupero, come media frequenza e costruire lo stadio di alta frequenza e conversione da mettergli davanti.

Così un ricevitore a semplice conversione fisso come sintonia sui 1600 kHz o sui 10,7 MHz (valori base di media frequenza), accoppiato ad uno stadio RF, permette di realizzare un ricevitore a doppia conversione che offre notevoli prestazioni per la «reiezione» della frequenza immagine e garantisce, in ogni caso, una buona sensibilità.

Naturalmente anche utilizzando un «grid-dip» per controllare le sintonie sarà piuttosto difficile costruire un vero e proprio gruppo di alta frequenza con le relative commutazioni.

Converrà cominciare ad ascoltare i segnali di una sola banda (ad esempio i 14 - 14,350 MHz) e poi, magari con delle bobine intercambiabili montare su zoccoli di valvole, passare a ricevere le altre bande.

Un circuito di sintonia di alta frequenza, fatto in proprio e maneggiato dal costruttore, offre comunque il vantaggio di permettere dei ritocchi di sintonia separati per i vari stadi; si ottiene così il massimo di amplificazione e di selettività che difficilmente viene ottenuto con le varie sezioni del condensatore variabile di sintonia comandate simultaneamente con un solo asse.

Se si ha paura di far «partire» dei transistori (specie i «mosfet») si cominci pure con delle valvole. Non c'é da averne assolutamente vergogna!

L'importante è cominciare e «toccare con mano» i problemi consultandosi con gli OM più esperti.

Se il caso, per la media frequenza a 455 kHz e per la bassa frequenza si potrà ricorrere a dei telaietti prefabbricati.

Sarà invece conveniente autocostruire i circuiti di rivelazione e BFO per AM, FM ed SSB.

Scegliere ed utilizzare degli Zener non è poi difficile e con ciò i problemi della stabilità di ricezione riceveranno un notevole aiuto.



Fig. 5 - Vista del retro dello chassis. Sono ben visibili i componenti principali ed i due condensatori variabili che permettono la sintonia fondamentale ed il «verniero» per la sintonia sulla banda degli «OM».

Si potrà cominciare a fare dei montaggi alla buona su delle basette ed in seguito utilizzare un bel contenitore e realizzare un apparato completo.

Provare e riprovare è un ottimo esercizio per imparare parecchio. Potrà capitare alla fine di ottenere degli ottimi risultati anche superiori a quelli forniti da ricevitori del mercato di un certo costo.

Vi assicuriamo che questa soddisfazione ripagherà ampliamente i tentativi e gli insuccessi che fatalmente si potranno incontrare lungo la via.

Non solo, ma l'esperienza fatta potrà permettere di scegliere in seguito un apparato, magari di occasione, valutando nel modo migliore i risultati in modo da spendere bene il proprio denaro. Vi pare poco?

QUALCHE CENNO SULLE ANTENNE DI RICEZIONE

Il primo e migliore amplificatore è l'antenna. Essa fornisce, se ben dimensionata, un segnale tale da favorire di per se un buon rapporto/disturbo.

Quindi conviene utilizzare antenne risonanti sulla banda di frequenza desiderata oppure accordare il conduttore di antenna; a quest'ultimo scopo generalmente è sufficente disporre in serie al terminale di antenna ed alla bobina relativa di adattamento di impedenza del primo circuito di sintonia un condensatore variabile di circa 200 pF di massima capacità.

Spesso nelle città o vicino alle strade è preferibile impiegare antenne orizzontali (generalmente si impiegano dei dipoli) che difendono meglio dai disturbi industriali che generalmente sono polarizzati verticalmente.

In città però è difficile reperire lo spazio per tendere un dipolo o i 36 che comporta un'ottima antenna multibanda come la W3DZZ (è il nominativo dell'OM americano che la inventò) che risuona sugli 80, 40, 20, 15 e 10 m di lunghezza d'onda.

A volte conviene quindi ricorrere ad antenne multibanda verticali tipo High-gain (12 o 14 AVQ) o le equivalenti tedesche (Fritzel) o giapponesi.

In questi casi è meglio montarle il più in alto possibile al culmine del tetto e lontano dalla strada, fonte di disturbi e, prima della installazione, verniciare la superficie di alluminio con vernice trasparente a doppio componente per proteggerle dalle corrosioni tipiche delle atmosfere inquinate delle grandi città.

Anche una trecciola di bronzo fosforoso coperta in plastica e tesa il più possibile all'aperto con buoni isolatori, specie terminali, accordata ogni volta con il «trimmer» sulla porzione di banda in cui si desidera ricevere potrà dare buoni risultati.



CB

Oggi coloro che irradiano nell'etere sono essenzialmente di due categorie e cioè i cosiddetti CB ed i Radioamatori autorizzati. Esistono differenze sensibili ma non una distinzione del tutto netta fra l'opera svolta da queste due categorie.

Il CB vuole essenzialmente occupare il proprio tempo libero «facendo due parole» in etere con gli amici; non si limita però a questo.

Accanto a CB che si scambiano solo messaggi con apparecchiature, alimentatori ed impianti di antenna del mercato, ne esistono altri che o si costruiscono l'antenna o l'alimentatore oppure arrivano addirittura alla autocostruzione od assemblaggio con relativa messa a punto del «baracchino» con adatti strumenti di misura imparando via via una bella massa di cognizioni in campo elettronico e delle telecomunicazioni.

Così ci sono CB che non sanno nulla di tecnica e che «non ne vogliono sapere» e CB che invece approfittano largamente delle possibilità quanto a «circolazione di idee» che offre il mezzo radio.

Ci sono poi i CB che si dedicano solo a collegamenti locali e quelli che preferiscono decisamente il DX, la comunicazione cioè a forte distanza.

I Radioamatori invece (termine questo ben definito per convenzione internazionale), sono di tipo più omogeneo; almeno per il fatto che per avere licenza e patente debbono superare esami o possedere un titolo di studio che dimostri le loro conoscenze in campo telecomunicazioni o radiotecnico.

Fra loro le differenze sono prevalentemente di «specializzazione di attività». C'è chi si dedica alle onde ultracorte o addirittura alle microonde, chi fa solo o quasi del DX nelle bande decametriche, chi





IL PONTE OM

I2 JJK F. SIMONINI

si diletta in RTTY, cioè di trasmettere con telescrivente oppure con la più recente SSTV (Slow Scan Television) inviando immagini, se il caso, fino agli antipodi.

Tra CB e Radioamatori c'è ormai una larga «osmosi», ci sono cioè sempre più CB che divengono «OM» ma non abbandonano a volte il «baracchino» e Radioamatori che seguono spesso l'attività dei CB impiegandone i canali per servizi di pubblica utilità o ad esempio per la «sicurezza in mare».

Bene! A questo punto non resta che constatare che «Sperimentare» fa da «ponte» fra queste due categorie di appassionati informandoli con articoli adatti ai due campi di attività, e fornendo la comprensione e la tolleranza reciproca (leggiamo il «Trattato sulla tolleranza» di Voltaire, ne vale la pena!) ma soprattutto la relativa preparazione tecnica.

Ciò è di capitale importanza, non solo per «CB» ed «OM» ma per tutta la Nazione perché un'attività di studio e di approfondimento condotta in misura ovviamente diversa a seconda delle possibilità ed inclinazioni di ciascuno, non è solo un fatto di cultura, ma pure di interesse sociale.

Alla carenza dell'insegnamento specie in campo elettronico (piaga dolorosa e pericolosa) sopperisce infatti almeno in parte con indubbia efficacia l'autodidatta, CB od OM che sia, che non costa nulla alla Società ed arriva preparato e consapevole ad inserirsi sempre meglio in una vita di tutti i giorni via via più «elettronica che mai».

Questa l'importanza di «Sperimentare»; siamo lieti di sottolinearlo, e con forza, con questo nostro argomentato discorso. Tanto più che la Rivista fa da utile «ponte» fra varie categorie di appassionati e con risultati di indubbia efficacia.

UN TENSORE PER ANTENNE MULTIBANDA

a cura di LUBI

L'articolo che segue, pubblicato da QST, descrive un interessante accorgimento che può rivelarsi di grande utilità per chiunque faccia uso di antenne semplici del tipo «End-Fed».

Le antenne a mezza onda funzionanti nella gamma degli 80 m, del tipo «end-fed», aventi una lunghezza approssimativa di 41 m, possono funzionare in modo altrettanto soddisfacente anche su frequenze più elevate.

Per l'esattezza, le antenne di questo genere funzionano sull'intera lunghezza d'onda per la gamma dei 40 m, sul doppio della lunghezza d'onda per la gamma dei 20 m, sul triplo per la gamma dei 15 m, e sul quadruplo della lunghezza d'onda per i 10 m.

Inoltre, sebbene la posizione del punto a bassa impedenza lungo il conduttore si sposti a seconda della banda, le estremità del tipo di antenna al quale ci riferiamo possono essere considerate ad alta impedenza per tutte le bande citate.

Ciò premesso, un metodo tipico per alimentare la antenna da un'estremità tramite una sorgente a bassa impedenza è quello illustrato alla **figura 1.** Il circuito sintonizzato è in questo caso risonante sulla frequenza di funzionamento, e viene accoppiato all'uscita a bassa impedenza del trasmettitore, mediante un sistema induttivo a bassa impedenza, impiegante una linea coassiale.

Uno dei problemi che si presentano di solito nello impiego di questo sistema consiste nel fatto che il carico applicato all'uscita del trasmettitore risulta spesso migliore in alcune bande che non in altre. A tale riguardo, uno sguardo alla **tabella 1** mette in evidenza uno dei motivi.

Questa tabella elenca infatti le lunghezze calcolate necessarie per ottenere la risonanza in corrispondenza di varie frequenze.

E' facile riscontrare che con nessuna lunghezza si può ottenere la risonanza su tutte le frequenze, e che l'antenna può funzionare in condizioni assai lontane da quelle di risonanza nei confronti di determinate frequenze.

Oltre a ciò, un'antenna la cui lunghezza sia delimitata in base alla formula teorica può risultare risonante soltanto con una certa approssimazione sulla frequenza di funzionamento, a causa dei numerosi fattori che intervengono nei confronti della stessa frequenza di risonanza di un'antenna vera e propria, come ad esempio l'altezza al di sopra del suolo, la sua configurazione, e la presenza di oggetti che si trovano nelle immediate vicinanze del campo.

Di conseguenza, l'identificazione della lunghezza esatta per ottenere la risonanza migliore è di solito un problema di natura sperimentale.

Ebbene, il «tensore» di antenna che illustriamo nel disegno di **figura 2** è stato studiato proprio per risolvere questo problema, inserendo un tratto di conduttore di lunghezza variabile in corrispondenza dell'estremità alla quale viene applicato il segnale di alimentazione.

L'antenna stessa viene tagliata alla lunghezza minima (in base alla tabella 1) per la quale sussiste l'inte-

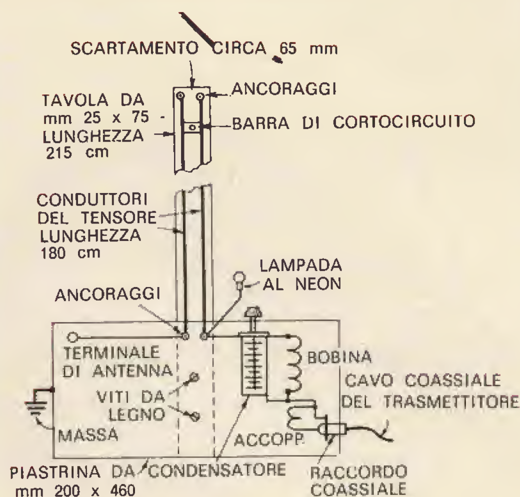


Fig. 1 - Struttura fondamentale dell'antenna mono-filare del tipo «End-Fed».

resse del realizzatore. In seguito, il cursore di cortocircuito presente sul «tensore» viene regolato in modo da portarlo alla posizione che mette l'antenna in risonanza con le frequenze che implicano una lunghezza maggiore.

Con le dimensioni illustrate, il «tensore» è in grado di aggiungere fino a 2,7 m di lunghezza effettiva a qualsiasi tipo di antenna. Si rammenti però che la struttura «ripiegata» del dispositivo tiene conto del fatto che la lunghezza effettiva aggiunta è inferiore a quella del tratto di filo che viene inserito. Minore è la distanza tra i due conduttori, più pronunciata diventa inoltre questa discordanza.

DETTAGLI COSTRUTTIVI

Il disegno di figura 2 mette in evidenza i dettagli realizzativi del «tensore». La bobina, il condensatore del circuito accordato, e lo zoccolo del cavo coassiale vengono fissati ad una estremità di una piastrina di alluminio avente le dimensioni di mm 200 x 460. Un morsetto isolato, che può essere sostituito da un vero e proprio isolatore nel caso di potenza elevata, viene montato all'estremità opposta della piastrina, come punto di ancoraggio terminale per l'antenna.

La suddetta piastrina viene fissata ad una estremità di una tavola di supporto in legno avente la sezione di mm 25 x 75, ed un lunghezza di circa 210 cm. I conduttori di carico del «tensore» consistono in un tratto di 180 cm di conduttore elettrico per impianti del diametro di 2,5 mm, del quale conduttore viene tolto l'isolamento esterno.

Durante la rimozione di questo isolamento, occorre fare molta attenzione a non interrompere qualcuno dei conduttori della trecciola, in quanto, in tal caso, risulterebbe difficile far scorrere la barra di cortocircuito lungo i due conduttori.

TABELLA 1		
BANDA	**FREQUENZA (MHz)**	**LUNGHEZZA CALCOLATA PER RISONANZA (m)**
80 m (Mezza onda)	3,5 3,6 3,7 3,8	40,04 39,40 38,40 37,40
40 m (Onda intera)	7,0 7,3	41,50 39,70
20 m (Onda doppia)	14,0 14,3	42,30 41,00
15 m (Onda tripla)	21,0 21,45	42,20 41,20
10 m (Onda quadrupla)	28,0 29,7	42,40 39,80

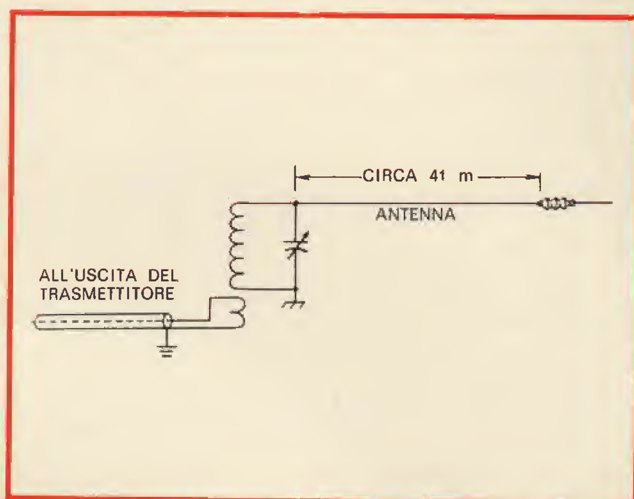


Fig. 2 - Questo disegno illustra i dettagli costruttivi del «tensore» descritto nel testo.

TABELLA 2			
BANDA	**DIAMETRO**	**BOBINA**	**ACCOPPIAMENTO**
80 m	50 mm	44 spire diam. 1,6	7 spire diam. 1,6
40 m	50 mm	22 spire diam. 1,6	6 spire diam. 1,3
20 m	40 mm	14 spire diam. 1,6	5 spire diam. 1,3
10-15 m	40 mm	9 spire diam. 2,5	3 spire diam. 1,6

Questi ultimi vengono tesi in modo da risultare perfettamente diritti tra gli isolatori di appoggio, dopo di che la barra di cortocircuito può essere realizzata nel modo chiaramente illustrato alla **figura 3.**

Un breve tratto di filo di rame rigido deve essere saldato ad un terminale della lampada al neon, dopo di che questo filo viene fissato al terminale del «tensore», collegato al circuito accordato.

La **tabella 2** chiarisce la caratteristiche costruttive della bobina che deve essere abbinata ad un condensatore variabile da 35 pF; quest'ultimo può essere costituito da un doppio variabile avente una capacità di 70 pF per sezione, con i due settori collegati in serie tra loro.

Nel prototipo, si è fatto uso di bobine intercambiabili a spinotto, sebbene sia del pari possibile usare un'unica bobina con prese intermedie e con commutatore.

Naturalmente, è possibile usare anche altre combinazioni di valori induttivi e capacitivi, a patto però che il circuito accordato sia in grado di risonare sulla frequenza voluta. Sotto questo aspetto, è bene precisare che, sempre che lo si desideri, è possibile anche l'impiego di un circuito ad «L» in sostituzione del circuito accordato in parallelo di figura 1. Se si usa questo metodo per ottenere la sintonia dell'antenna, il condensatore variabile del circuito ad «L» deve essere collegato tra il lato sintonizzatore del «tensore» e la massa.

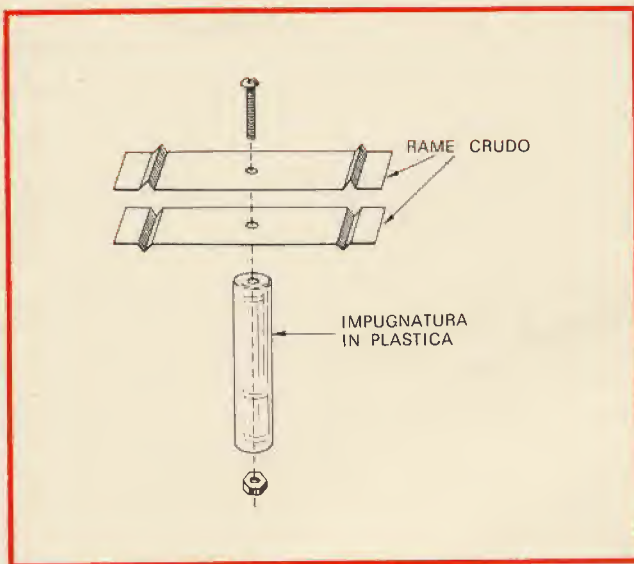


Fig. 3 - Semplice metodo di realizzazione della barra di cortocircuito, mediante la quale viene regolato l'effetto tipico del «tensore».

IL FUNZIONAMENTO

La piastrina metallica del «tensore» deve essere collegata ad una buona presa di massa, con un conduttore della minima lunghezza possibile. In seguito, per regolare il «tensore», è sufficiente staccare l'antenna e lo stesso «tensore» dal circuito sintonizzato.

Regolare quindi il trasmettitore in modo da ottenere una certa potenza di uscita (rilevabile sull'indicatore della potenza di uscita dell'impianto, oppure mediante la riduzione della corrente di placca).

Mantenendo il tasto chiuso per un **breve** periodo (in modo da evitare di arrecare danni allo stadio finale di amplificazione), regolare il circuito sintonizzato di antenna fino ad ottenere la massima produzione di luce da parte della lampada al neon, e prendere nota della posizione del condensatore di antenna corrispondente alla massima indicazione di uscita.

Ricollegare quindi l'antenna ed il «tensore» e regolare il cursore di quest'ultimo fino ad individuare nuovamente il punto di massima luminosità da parte della lampada al neon, che deve essere per quanto possibile uguale a quella ottenuta per la messa a punto del condensatore, mentre l'antenna era staccata.

E' molto importante aprire il tasto prima di toccare l'antenna, oppure le parti metalliche del «tensore» ed il cursore. Un eventuale contatto con questi componenti mentre il tasto è chiuso non dà una forte scossa elettrica, ma può determinare una pericolosa bruciatura sulla epidermide.

Se non è possibile ottenere un effetto di carico adeguato mediante successive operazioni di regolazione del trasmettitore, ridurre il numero di spire del circuito di accoppiamento induttivo per ridurre l'effetto di carico, oppure aumentare il numero delle suddette spire per aumentare l'effetto di carico, e ripetere quindi l'intero procedimento.

Non tentare di regolare il carico mediante una nuova messa a punto del circuito sintonizzato, una volta che la relativa messa a punto sia stata eseguita nel modo descritto. Per evitare la necessità di staccare l'antenna dal sintonizzatore, è possibile inserire un ponte per la misura del rapporto onde stazionarie lungo il cavo coassiale, tra il trasmettitore ed il circuito di accoppiamento. In tal caso, tutte le operazioni di regolazione possono essere eseguite osservando l'indicazione fornita dal ponte.

Naturalmente, con questo accorgimento il «tensore» ed il circuito accordato devono essere regolati in modo da ottenere la minima quantità di potenza riflessa.

A beneficio dei principianti, che possono non avere la necessaria familiarità con un'antenna di questo tipo, è infine opportuno aggiungere che per lunghezza di antenna si intende la lunghezza totale del filo a partire dal punto più lontano, fino al punto nel quale essa viene collegata al «tensore». Naturalmente, in questa lunghezza è compreso qualsiasi tratto verticale o semiverticale necessario per collegare l'estremità del tratto orizzontale dell'antenna al sintonizzatore.

ANEDDOTI

BENIAMINO FRANKLIN

Essendo, da giovane, tipografo, a furia di comporre gli scritti degli altri, gli venne la velleità di scrivere anche lui, e cominciò a far versi, e propriamente delle « Ballate », che diffondeva poi, stampate, tra i suoi amici. Qualcuna ebbe anche fortuna. Ma il padre, uomo di buon senso, gli fece notare che i suoi versi zoppicavano e la sua grammatica era poco sicura.

— Così — ebbe a dire più tardi Beniamino — mio padre mi salvò dall'irreparabile disgrazia di diventare un cattivo poeta, cioè il bipede più inutile, più insopportabile, più abominevole che sia al mondo. (Larousse).

Beniamino Franklin aveva portato con sè dall'America in Inghilterra un servo negro. Per spiegargli che cosa si doveva intendere per gentiluomo, Franklin gli aveva detto che gentiluomo è colui il quale mangia, beve e dorme senza aver bisogno di lavorare.

L'ingenuo africano gli fece allora osservare:

— Padrone, tutti lavorano in questo paese; l'aqua lavora, il vento lavora, il fuoco lavora, l'asino lavora, l'uomo lavora. Soltanto il porco non lavora, e mangia, beve e dorme senza nessun fastidio. Il porco dunque è il solo gentiluomo che siavi in Inghilterra? (Americo Scarlatti, *Et ab hic et ab hoc).*

Beniamino Franklin andò un giorno a visitare una grande manifattura di stoffe a Norwik, in Inghilterra.

Il proprietario che l'accompagnava gli mostrava con compiacenza il macchinario e i prodotti.

— Queste — gli diceva — sono stoffe per le Indie. Queste altre per l'America. Quelle laggiù per le colonie dell'Australia. I nostri tessuti vanno proprio per tutto il mondo.

Franklin intanto aveva osservato che gli operai della fabbrica erano coperti di stracci.

Voltandosi allora al fabbricante, gli disse:

— E per la gente di qui non ci sono dunque stoffe?

LA COSTRUZIONE DI UN OSCILLATORE MODULATO

DI CARATTERISTICHE SEMIPROFESSIONALI

seconda parte di I2EO dott. Guido SILVA

IL MODULATORE DI AM ED FM

Si è già detto che il generatore di segnali in oggetto può essere modulato sia in ampiezza che in frequenza.

Descriviamo ora il modulatore nei suoi vari aspetti, cominciando dai fattori circuitali per concludere con i dati costruttivi del complesso.

Esso è montato, in circuito stampato, su un telaietto di 4,7 x 10,5 cm e trova posto sul frontale della scatola schermante cui fanno capo quasi tutti i comandi esterni: dal cambio gamma, al comando di frequenza con condensatore variabile, a quella di frequenza «fine», ottenuta con diodo «varicap» ecc.

Il «clou» del generatore di segnale di B.F. è costituito (lo si è pure già detto) da un transistore unigiunzione che, in regime di rilassamento, genera un segnale «a dente di sega».

Il valore del resistore semifisso impiegato a determinare la costante RC del circuito è stato ottenuto, sperimentalmente, connettendo l'uscita del generatore ad un frequenzimetro digitale a 7 digit.

Si è prescelta una frequenza di modulazione pari a 1000 Hz esatti in quanto la soluzione rappresenta un pò l'ultima moda. Comunque si può ottenere qualsiasi frequenza, a volontà; basta sostituire il valore del resistore semifisso. Con circa 10.000 Ω si ottengono 1500 Hz ed a 25 kΩ si toccano i 550 Hz.

In fig. 14 è visibile lo schema elettrico del circuito impiegato. In fig. 15 è riportato il piano costruttivo del circuito stampato, in grandezza naturale.

Si riscontreranno due discordanze tra le fotografie di figg. 17 e 19 ed il piano di montaggio di fig. 15. Esse riguardano la posizione di C (che é stato ruotato di 90°) e la comparsa di R2 che, per errore, era stato confinato sotto la basetta. Suggeriamo di seguire fedelmente il piano di montaggio di fig. 15 che è senz'altro più razionale. Si ponga attenzione anche al ponticello esterno tra B_1 di Tr1 ed R_2. Quanto al condensatore C4, dal momento che la sua posizione non è affatto critica, possiamo disporlo dove è stato tratteggiato da noi, in parte sotto, in parte a lato della basetta, oppure, perpendicolarmente, sopra, nei pressi dei cavetti di uscita schermati, a destra.

In fig. 16 è visibile un oscillogramma ottenuto con un oscilloscopio a doppia traccia D 66 della Telequipment.

Il doppio oscillogramma, graficamente rilevato per punti, (la macchina fotografica ci è... schizzata letteralmente dalle mani all'atto della ripresa andando a schiantarsi sul pavimento!!!) è rigorosamente fedele all'originale e dimostra l'ottimo comportamento del circuito oltre alla sua stabilità.

La curva che denota l'andamento esponenziale della tensione «a dente di sega» è ottenuta prelevando il segnale all'uscita del condensatore elettrolitico C1, ai capi del potenziometro P1. La tensione sinusoidale è invece rilevata all'estremo di «Uscita AM»; cioè ai capi di C4.

Si può accertare subito che le due tensioni sono tra loro in fase ed è interessante osservare come al raggiungimento della frequenza di accordo, in uscita, la sinusoide non ancora ben delineata, si distenda, si armonizzi quasi, ed infine incrementi la sua ordinata, decisamente, sino a raddoppiarla.

In una prima versione dell'apparato, quella fotografica, (vedi fig. 17) a vero dire ci eravamo orientati verso una soluzione semi-aperiodica del circuito di uscita; ma il controllo oscillografico della forma d'onda del segnale di uscita letteralmente ci... ha spaventati! Abbiamo allora ripiegato su un circuito accordato. Vedremo in seguito i dati relativi alla bobina L che in un primo tempo era un'impedenza di RF.

Quella che in effetti appare a fig. 17 che riporta la prima versione del modulatore.

Il segnale modulante è prelevato dal «source» di Tr2, a valle del filtro LC, ad elementi in serie. Su posizione CW del commuta-

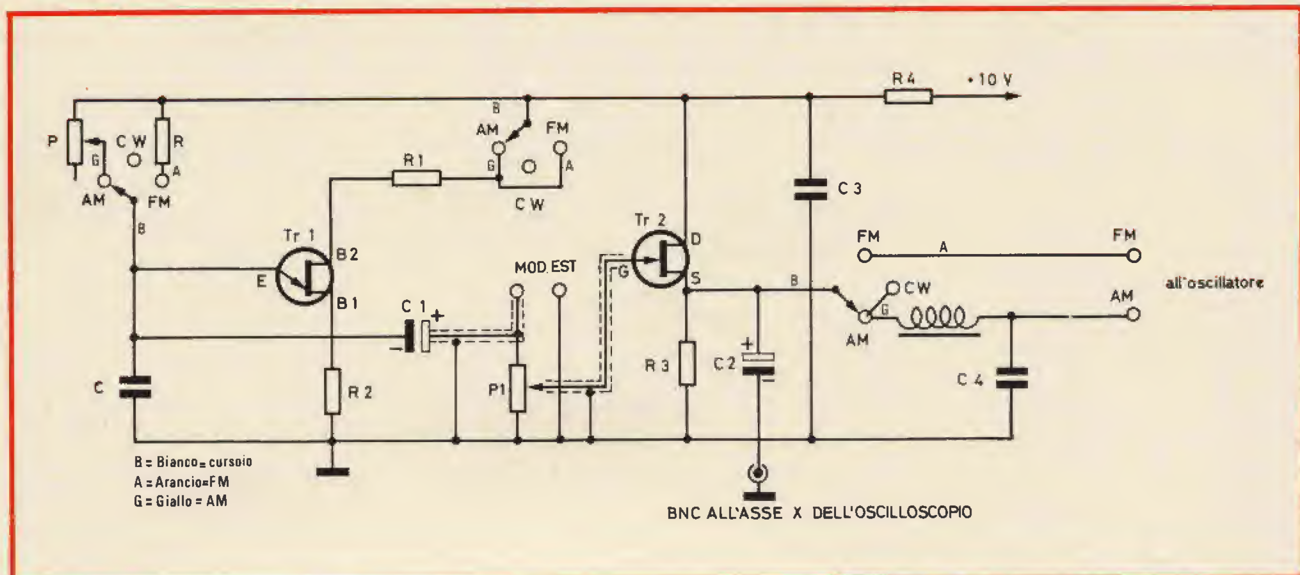


Fig. 14 - Schema elettrico del generatore BF - Modulatore

tore selettore (portante pura), volendo, si può modulare il segnale RF con una frequenza esterna, meglio sinusoidale, compresa tra qualche centinaio di Hz e qualche migliaio.

La profondità di modulazione, regolabile con il potenziometro P1, in sede di taratura dello strumento M1 (vedremo come, a suo tempo) può essere ottenuta per comparazione, sempre per via oscilloscopica.

Il meccanismo di funzionamento del generatore a 1.000 Hz non è per nulla complesso; noi lo riteniamo anzi uno dei più semplici e validi circuiti allo stato solido. Alla base del sistema c'è il transistore unigiunzione, non molto conosciuto tra di noi, a vero dire.

Strutturalmente esso comprende una barretta di silicio di tipo «n» che presenta dei contatti di natura resistiva (base uno, B1 - e base due B2) ai suoi estremi opposti. (Per questo, talvolta, il transistore unigiunzione è anche definito un diodo a doppia base).

Un contatto raddrizzante, l'emettitore, è inserito tra B1 e B2. In normali condizioni di esercizio B1 è a potenziale prossimo a quello della massa, mentre una tensione positiva viene applicata a B2.

Quando l'emettitore viene ad essere polarizzato direttamente inizia a scorrere una corrente di emettitore ed il dispositivo comincia a condurre. Pertanto, sinché esiste solo un dislivello di tensione tra B2 e B1 nel senso che B2 è positivo nei confronti di B1 non si avrà alcun deflusso di corrente. Appena però l'emettitore E raggiunge un'aliquota ben definita di questo dislivello, allora inizia il deflusso. Questo valore di tensione, viene definito «η». Ed η è un dato specifico di ogni tipo di transistore unigiunzione. Come in un thyristor, quando l'emettitore raggiunge η volte il dislivello di tensione tra B1 e B2 la resistenza tra gli elementi di base improvvisamente, ed in modo rilevante, si riduce, favorendo il flusso della corrente.

Questa semplicità di cose unita ad altrettanta semplicità di impiego fanno del transistore in parola un ottimo generatore di rilassamento, a dente di sega, e temporizzatore.

A fig. 18, per gli amanti... del brivido sperimentale (!) riportiamo

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 14

R	**: resistore da 120 kΩ 1/2 W 5%**
R1	**: resistore da 22 Ω 1/2 W**
R2	**: resistore da 22 Ω 1/2 W**
R3	**: resistore da 2,7 kΩ 1/2 W**
R4	**: resistore da 82 Ω 1/2 W**
P	**: potenziometro semifisso da 25 kΩ**
P1	**: potenziometro da 1 MΩ**
C	**: condensatore ceramico piatto da 0,1 μF - 50 V lav.**
C1	**: condensatore elettrolitico da 50 μF - 25 V lav.**
C2	**: condensatore elettrolitico da 50 μF - 25 V lav.**
C3	**: condensatore ceramico piatto da 0,01 μF - 50 V lav.**
C4	**: condensatore al polistirolo di 67.500 pF «totali» - 1% 150 V lav.**
L	**: induttanza da 0,4 H con nucleo in ferrite**
TR1	**: transistore unigiunzione 2N2160 (G.E.)**
TR2	**: transistore FET 2N5459 (Motorola)**
1	**: commutatore piccolo a 3 vie - 3 posizioni**
1	**: presa BNC**
1	**: circuito stampato come da figura 15**
2	**: rondelle distanziatrici - vedi testo**

un altro schema tipico. Il transistore è il tipo 2N 6027 della Casa americana Motorola.

Il circuito elettrico di fig. 14 è un po' il compendio pratico di quanto si è visto avanti. Il condensatore C, primo responsabile con P ed R della frequenza generata, è ceramico a dischetto, a 60 V di lavoro.

Come si è già detto, la stabilità del complesso è eccellente, senza fare ricorso a componenti fuori dell'ordinario.

Nel circuito vengono impiegati due elettrolitici da 50 µF e 25 V di lavoro: attenzione quindi alle polarità.

Il cavetto che dal potenziometro P1 congiunge il «gate» del fet amplificatore è schermato con schermo comune per BF, e così l'altro che dall'uscita di C1 perviene sempre al potenziometro. La lunghezza di entrambi è di 21 cm.

Con cavetto coassiale RG 58 C/U, o analogo, (lungo in totale 14 cm) viene invece connessa al bocchettone BNC, l'uscita del secondo condensatore elettrolitico, uscita che va collegata all'asse X dell'oscilloscopio, durante le misure in FM.

Naturalmente anche la «deviazione in frequenza» (Δf) del segnale FM viene regolata dal potenziometro P1, mentre la frequenza base dello spazzolamento stesso si può aggirare sui $10 \div 100$ Hz. (E' noto infatti che a frequenza bassa di «sweep» corrisponde migliore precisione di dettaglio nel rilievo delle curve).

Le tensioni e le correnti che abbiamo misurato ai terminali dei transistori sono riportate nella tabella 1. Si distinguono: valori rilevati in AM, in FM od in CW (rispettivamente: Modulazione di Ampiezza, Modulazione di Frequenza, Onda Continua o Portante Pura), oltre a valori rilevati a potenziometro P1 aperto o chiuso.

La corrente totale assorbita dal Modulatore varia, in AM, da 3,5 mA (a P1 tutto escluso), a 4,5 mA a P1 tutto incluso; in FM si registrano 3 mA.

Su CW invece la corrente si aggira su 1,2 mA.

La bobina che sostituisce in pratica quella originale di fig. 17 è ripresa a fig. 19 che mostra una visione di assieme del modulatore fissato con due distanziatori sul pannello frontale della scatola che contiene il generatore di RF ed i comandi relativi.

La bobina in parola può essere realizzata con nucleo in ferrite Philips o con nucleo Siemens, reperibile presso la Siemens Elettra.

I due componenti si equivalgono.

Noi abbiamo impiegato un vecchio nucleo Philips stretto tra due flange di ottone, tra quattro viti e supportato dall'angolare di cui a fig. 20.

I nuclei «devono» essere senza vite di regolazione ad impedire effetti di saturazione, che effettivamente, abbiamo riscontrato, quando non sia rispettato il traferro naturale tra le «olle».

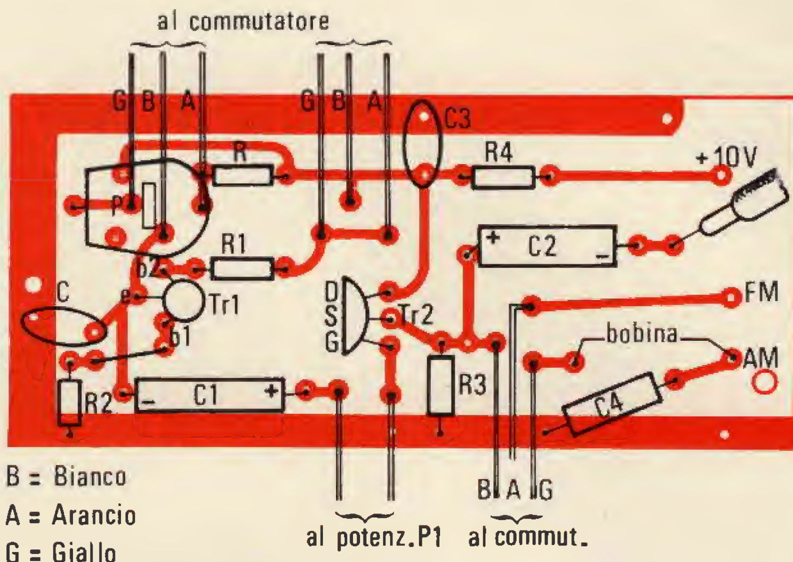


Fig. 15 - Piano di montaggio su circuito stampato in grandezza naturale, del generatore BF - Modulatore.

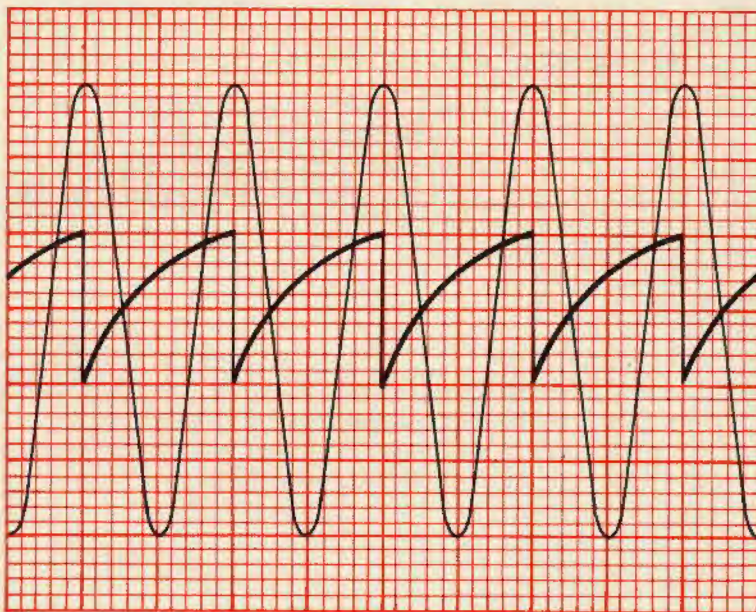


Fig. 16 - Oscillogramma rilevato con oscilloscopio a doppia traccia D 66 della Telequipment. Si notino la forma d'onda tipica a dente di sega, ad andamento esponenziale, del segnale di livello minore (4 V circa p. a p.) e la sinusoide perfetta del segnale di uscita (12 V circa p. a p.)

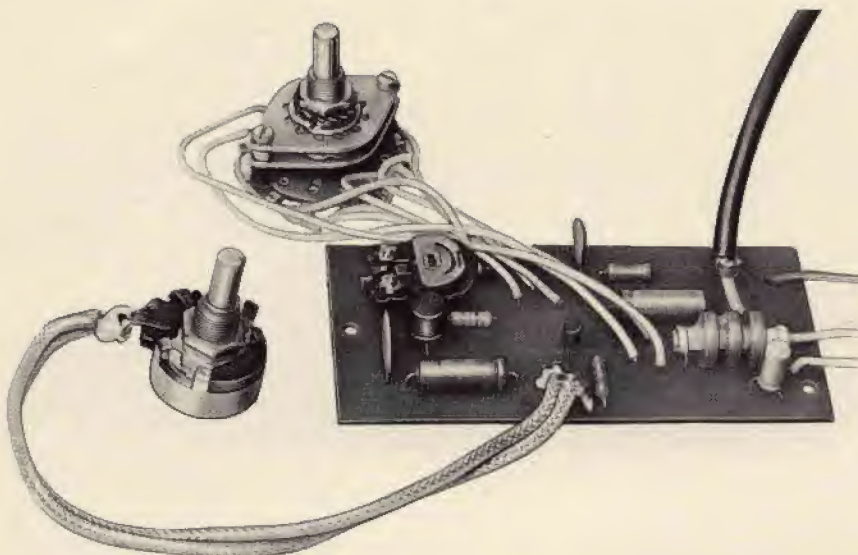


Fig. 17 - Fotografia del generatore di BF - Modulatore.

Il nucleo Philips che abbiamo impiegato faceva parte di una vecchia bobina di filtro BF. Sarà quindi ben difficile che il Lettore possa trovarlo.

Era, ad ogni buon conto, del tipo K 3000.02 3 B2-CIA α 62 di 27x16 mm. Sul cartoccio sono state avvolte 1240 spire di filo da 0,14 smaltato. Il coefficiente di autoinduzione rilevato è molto prossimo a 0,4 H, con una resistenza di circa 65 Ω, il che ci dà (a 1.000 Hz) un

$$Q = \frac{2\,\pi\,fL}{R} = \frac{6280.0{,}4}{65} \simeq 40.$$

Riteniamo possano essere impiegati, in sostituzione, i tipi Philips più recenti: A_L 250 Cat. N. 4322 022 27060 oppure il tipo Cat. N. 4322 022 27260 con avvolte 1256 spire di filo smaltato da 0,11 mm.

Il tipo Siemens corrispondente è il B65661 - LO250 - AO28. Sia gli uni che gli altri nuclei devono essere senza vite di regolazione, però, con traferro naturale. Entrambi misurano 22x13 mm. Di tassativo non c'è nulla; è opportuno provare invece di scartare «a priori».

L'induttanza L, abbiamo detto, è bene sia prossima a 0,4 H.

Con la capacità in serie si compensa poi a piacere, per qualsiasi frequenza. Nel peggiore dei casi, quando non si possa disporre di una cassetta capacitiva decadica o di tutta una serie di condensatori da connettere tra loro in parallelo sino all'accordo, si potrà operare sul potenziometro semifisso P, variando la frequenza generata, di una piccola percentuale sino ad aumentare il livello del segnale al massimo consentito, rilevato sull'oscilloscopio o in mancanza di questo, su un voltmetro per c.a., di elevata resistenza interna, connesso agli estremi di C4.

Per quanti invece avessero a disposizione un ponte R.L.C. od un induttanzimetro la cosa si risolverebbe con maggiore facilità ancora, dal momento che noto L, C si ricava dalla formula generale:

$$f = \frac{1}{2\pi\ \sqrt{LC}}, \text{ da cui}$$

$$C = \frac{1}{4\pi^2\ Lf^2}, \text{ dove C è in Farad,}$$

L in Henry, f in Hz.

Nel nostro caso specifico, il valore di C4 è risultato pari a 67.500 pF, cui corrisponde, (a 1.000 Hz) un'induttanza di circa 0,375 H. Abbiamo usato un condensatore a dielettrico polistirolo; ma anche uno al mylar o, nel peggiore dei casi, a carta, stante la frequenza di 1.000 Hz, avrebbe potuto andare bene. Infatti la tolleranza capacitiva è dell'ordine di qualche unità % prima che si rilevi uno sfasamento apprezzabile tra i due rilievi oscillografici di cui a fig. 16.

Quindi è tale da consentire un ragionevole ΔC.

Riteniamo comunque che l'impiego di un nucleo diverso dal nostro obblighi il Lettore ad aumentare un poco le dimensioni della basetta del modulatore. Giudicherà lo stesso, caso per caso. Ovviamente sarà necessario sovrapporre il nucleo avvolto della bobina, con supporto e staffa relativi, al circuito stampato, avanti la sua costruzione definitiva. Vedremo poi come la stessa possa aver luogo.

Per quanti volessero cimentarsi nel calcolo «ex novo» della bobina L, riportiamo la formula relativa:

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \text{ in cui n = numero}$$

delle spire; L = coefficiente di autoinduzione espresso in Henry; A_L = coefficiente espresso in 10^{-9} Henry (suggerito dalla casa), dipendente dalle caratteristiche magnetiche del nucleo. Unica preoccupazione per il Lettore: saper iden-

TABELLA 1

Tensioni misurate ai terminali dei transistori Tr1, Tr2, di fig. 14, con voltmetro a 20.000 Ω/V.

	Modulazione AM	**Modulazione FM**
Tr1	B1 — massa = 0,05 V Emettitore — massa = 5.05 V B2 — massa ≃ 9,5 V	B1 — massa = 0,05 V Emettitore — massa = 6,5 V B2 — massa ≃ 9,5 V
Tr2	Gate — massa = 4,6 V ÷ 0 Source — massa = da 3,4 V a 6,1 V (1) Drain — massa ≃ 9,5 V	Gate — massa = 4,6 V ÷ 0 Source — massa = da 3,4 V a 6,1 V (1) Drain — massa ≃ 9,5 V

(1) dipende dalla posizione di P1.

tificare la sezione del filo che consente il massimo coefficiente di riempimento della cavità tra le olle contrapposte.

Dalla formula si può ricavare che l'induttanza (in nH = nano-Henry) L = $A_L \cdot n^2$.

E' necessario ancorare tutta la basetta su due distanziatori, uno di ottone, l'altro di plastica (perspex o analogo). L'altezza di entrambi è di 8 mm ed il ∅ pari all'altezza. Il primo è filettato con passo 3M, l'altro porta un foro passante da 3,2 mm. Il secondo supporto, in plastica, è richiesto ad impedire un cortocircuito verso massa del terminale di uscita AM, che risulta molto vicino al foro passante della basetta, in basso a destra.

La squadretta che sorregge la bobina L (vedi fig. 20) porta due fori da 2 mm in cui passano altrettante viti di ottone, a testa svasata, che bloccano due distanziatori alti 3 mm l'uno, ad impedire che la flangia di ottone possa fare a sua volta un cortocircuito con i terminali del circuito stampato sottostante.

Si noti dalla fotografia di fig. 17 che il potenziometro semifisso P è montato adagiato sul piano della basetta.

Non avendo sotto mano altro tipo, di dimensioni minori, ci siamo trovati costretti a ricorrere a siffatta soluzione per motivi di ingombro verticale. Si faccia attenzione, nel montaggio dei componenti sulla basetta modulatrice, che la lunghezza delle 4 colonnine separatrici di ottone è di 31 mm.

Pertanto, come si capirà meglio dopo, la «luce» utilizzabile in verticale non può superare i 21 mm.

La distanza tra la mezzeria del commutatore AM-CW-FM e quella della basetta è di 8,5 cm.

Se ne tenga il debito conto nel dimensionare la lunghezza dei cavetti di collegamento in filo isolato normale. E' bene che gli stessi siano di colore diverso, ad impedire errori di collegamento alle paglietta del commutatore.

Se la vicinanza tra il potenziometro semifisso P ed i circuiti comprendenti le due impedenze di 10 mH (GBC tipo 00/0498-04), disposte tra loro a squadra, sul frontale (di cui alla fotografia di fig. 19), dovesse determinare condizioni di instabilità nel processo di modulazione, sarebbe necessario procedere ad una schermatura dell'angolo superiore sinistro della basetta di modulazione, con un angolare di cui la fig. 21 dà dimensioni e sagomatura.

Lo schermo, al solito, può essere realizzato con lamierino di ottone di 0,6 mm.

Dopo aver piegato la lastra a squadra e pulito con paglietta di acciaio l'interno superiore **A** si provveda a stagnarlo preventivamente.

Il solito saldatore da 25 W gli consentirà di fare corpo unico con la pista esterna (massa) del circuito stampato. Così si dovrebbe eliminare ogni traccia di induzione e quindi ogni motivo di instabilità. Allo scopo, è bene usare cavetto

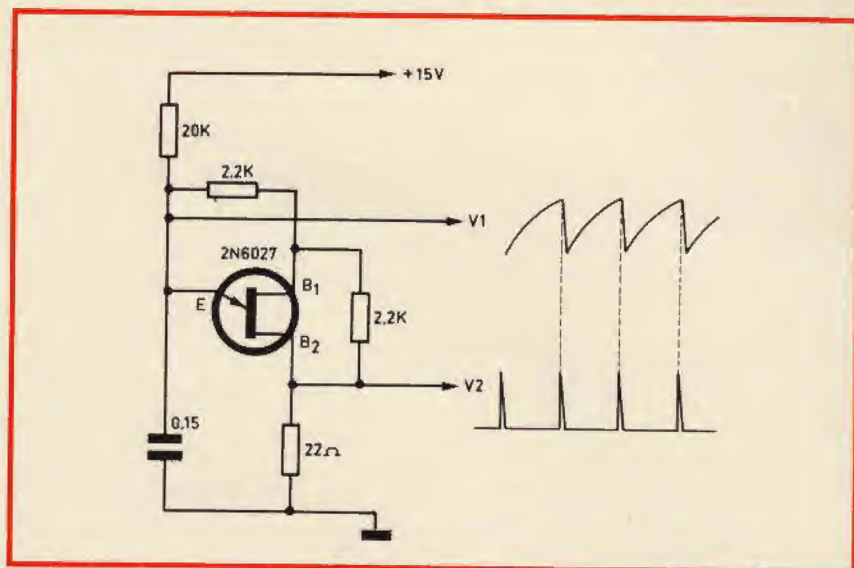


Fig. 18 - Circuito sperimentale di oscillatore di rilassamento servito dal transistore unigiunzione 2N6027 della Motorola. Le forme d'onda rilevate all'uscita sono a dente di sega (V 1) ed impulsiva, (V 2) a seconda del punto di prelievo.

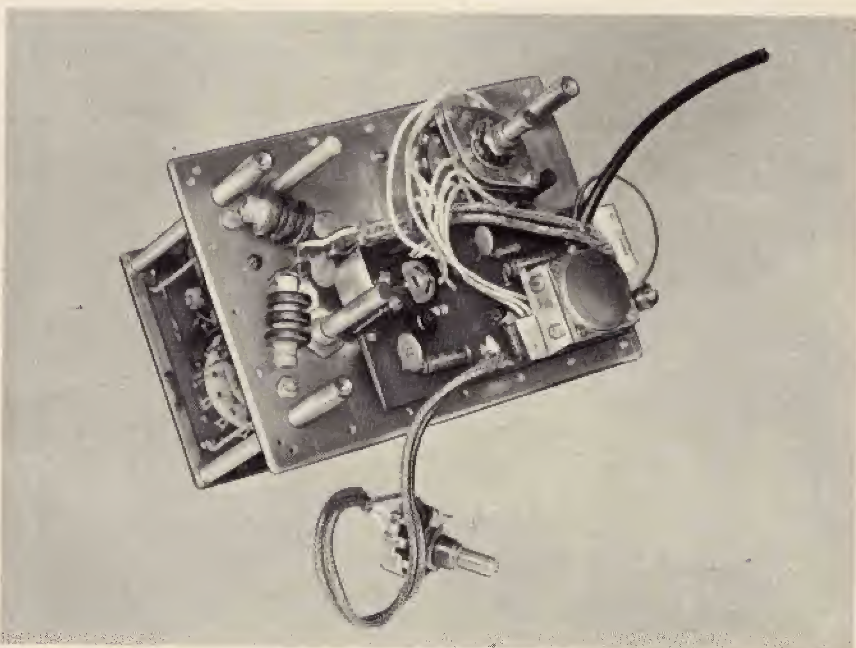


Fig. 19 - Vista di insieme del generatore di BF - modulatore montato sui due supporti - distanziatori e disposto tra i comandi del pannello frontale della scatola schermo del generatore.

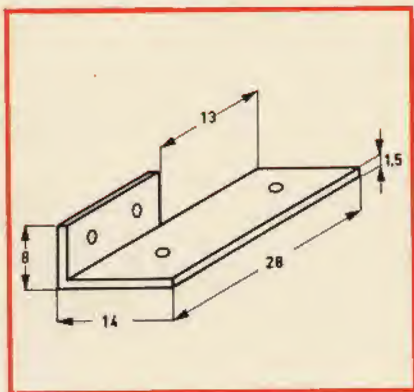


Fig. 20 - Dettaglio dell'angolare porta-bobina L e dimensioni relative.

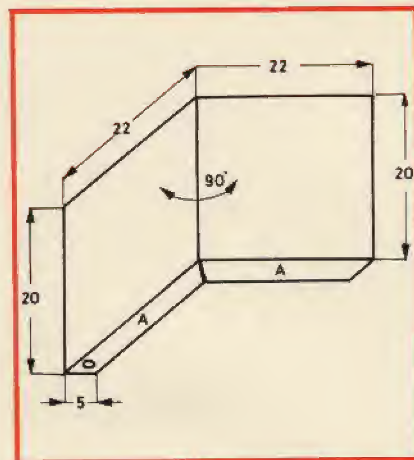


Fig. 21 - Particolare e dimensioni dell'angolare - schermo destinato ad eliminare eventuali fenomeni di induzione tra ingresso e uscita del generatore di BF - Modulatore.

schermato anche per le uscite AM - FM, connesse con le 2 impedenze di R.F.

Per la Modulazione della portante con segnale esterno di BF è opportuno ricorrere ad un filtro di ingresso a π.

E' necessario, allo scopo, provvedere a connettere un resistore da 1/2 W, 10 kΩ in parallelo ai due morsetti di ingresso, ed il filtro in parola, in serie al collegamento con il terminale superiore del potenziometro P1.

Il filtro comprende un condensatore passante di ingresso da 1.000 pF, un secondo condensatore di pari valore, in uscita, e, tra gli stessi, una impedenza di RF (tipo GBC 00/0498-05) da 30 mH.

Il tutto va montato in una scatola schermante che deve essere realizzata secondo i dati di fig. 22.

Si ripieghi, allo scopo il solito rettangolo in lastra di ottone da 0,6 mm, a squadra. Il rettangolo misura 66 x 40 mm. I 66 mm vanno divisi in 3 parti di 22 mm l'una. Dopo la piegatura ad U, si ritaglino due quadrati di 22 mm di lato.

Praticati in centro due fori, nei quali verranno saldati i due condensatori passanti, si saldino tutto attorno le due fiancate, a stagno, facendo in modo che il lavoro esca a squadra e «pulito».

Fissati i condensatori, si centri l'impedenza di RF isolando poi l'interno della cassetta con cartoncino o tela isolante.

Un ultimo lembo di ottone di 40 x 22 mm (più due risvolti agli estremi di 2 mm per parte), chiuderà completamente la scatoletta, previa saldatura tutt'intorno.

E' opportuno che il terminale rosso della bobina (ingresso) venga connesso all'ingresso del filtro, cioè al morsetto «caldò» del segnale di BF, con un collegamento brevissimo, o quanto meno, con cavetto schermato.

Un foro da 1 mm praticato a metà schermo circa, nel quale andrà forzato e saldato un filo di rame rigido, servirà a bloccare lo schermo medesimo alla massa, come ben appare dalla stessa fig. 22.

Naturalmente, applicando in ingresso segnali non sinusoidali di frequenza molto diversa dai 1.000 Hz, la forma di onda in uscita risulterà parecchio distorta, come si era detto avanti.

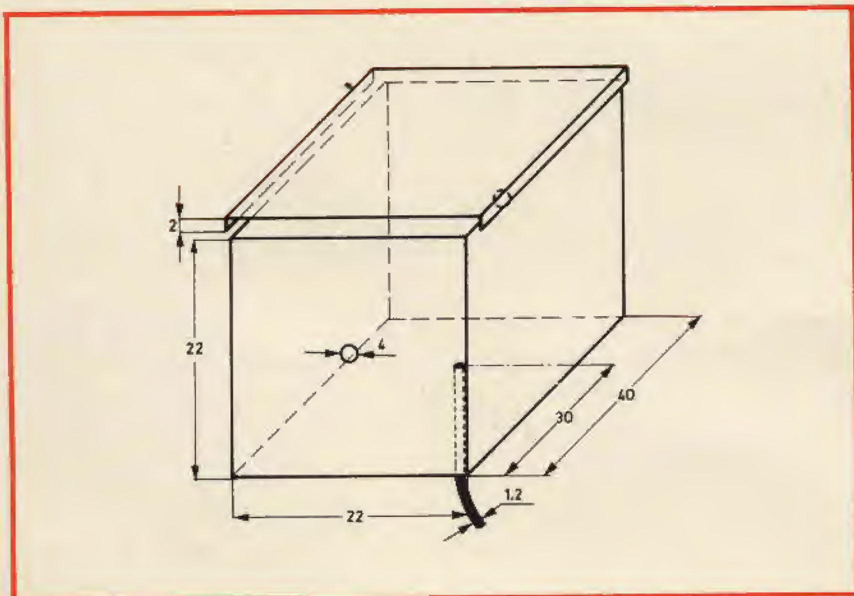


Fig. 22 - Scatola schermante che racchiude il filtro d'ingresso per la Modulazione Esterna.

CIRCUITO DEL «MODULOMETRO» ED INDICATORE DEL LIVELLO DELLA PORTANTE

Un oscillatore modulato di una certa classe deve necessariamente comprendere un dispositivo capace di rilevare la profondità di modulazione, quando si lavora in AM. Il problema non si pone nel caso di FM, in quanto già provvede l'oscilloscopio per altra via.

D'altra parte, se si vogliono effettuare rilievi di precisione si può a volontà, inserire l'oscilloscopio durante le misure, anche se ciò, evidentemente non è sempre pratico.

E' noto che la «profondità di modulazione» di un dato segnale AM non è rigorosamente costante al variare della frequenza di emissione del generatore in quanto la «resistenza Dinamica» Rd del C.O. si riduce al crescere della frequenza f, poiché crescono le perdite circuitali e di conseguenza deve variare il tasso di reazione a compensarle.

Tutto ciò comporta un aumento della corrente assorbita ed uno squilibrio delle condizioni originarie. Il fenomeno, invero, è tanto più sentito negli oscillatori allo stato solido.

Si sarebbe quindi potuto girare l'ostacolo, misurando il livello della componente di BF dopo la sua rivelazione, a valle di un circuito adeguato. La cosa però non è di facile realizzazione, tanto più che si richiederebbe l'impiego di un millivoltmetro da inserire nel circuito di misura, all'interno dell'apparato; quindi un'ulteriore complicazione.

Abbiamo risolto il problema per altra via. Il circuito modulometrico, si limita a rilevare il livello del segnale di BF, per ogni posizione di P1 del modulatore in quanto, lo strumento M1 non ci dà una lettura immediata della profondità di modulazione, ma ci permette di risalire ad essa con l'uso di un grafico, come potremo vedere in seguito.

Per ogni singola gamma potremmo quindi tracciare una curva, su carta millimetrata, curva che, previo controllo oscilloscopico in sede di taratura, ci permetterebbe di risalire sempre alla profondità di modulazione voluta, entro il 50%, per ogni singola gamma.

In fig. 23 è riportato il circuito elettrico completo del dispositivo. Con linee meno marcate, invece, appare la parte di attenuatore già descritta. La fig. 24 dà la riproduzione fotografica del 1° filtro di rete (che abbiamo già trattato) con relativa nicchia A a destra, e sopra, il coperchio del complesso di alimentazione (di cui si è pure ampiamente detto), corredato dei due condensatori passanti che vanno connessi al primario di T1.

A destra, infine, la scatola schermante dello strumento misuratore di livello M1, il microdeviatore e, sopra il coperchietto mobile, il circuito stampato di cui a fig. 25.

Sul circuito stampato si distinguono, a destra, il potenziometro P1 da 10 kΩ che opera come un resistore addizionale e che, per motivi di spazio, abbiamo scelto di tipo professionale (Cermet della Bourns), il secondo P2, pure da 10 kΩ, di serie normale, un condensatore da 2 μF a 100 V di prova, molto compatto (10 x 22 mm), i due resistori da 10 kΩ, al 5%, da 1/2 W, ed i due diodi al germanio tipo 1N34A (noi abbiamo usato i Philips OA95 scelti in coppia). Le dimensioni dello schermo, ovviamente dipendono dal tipo di strumento M1 impiegato.

Abbiamo fatto ricorso ad un tipo giapponese, con frontale quadro da 43 mm, tutto trasparente, profondo, per la parte incassata, 22 mm. Il foro circolare che va praticato nel pannello frontale è di 38 mm. La marca dello strumento è indifferente: tanto si equivalgono. L'errore massimo che questi strumenti raggiungono, tocca infatti il 4%, e la loro sensibilità f.s. è di 100 μA.

Basterà, nel dubbio, campionarlo una volta per tutte con uno strumento di sicuro affidamento.

Il circuito stampato di fig. 25 misura cm 4 di altezza e 5 di larghezza. E' realizzato con bachelite comune in quanto non si richiedono dielettrici speciali a causa della c.c. e della BF che lo percorrono. La pista è ricavata, al solito, da una lastrina di rame di spessore medio pari a 0,02 mm.

Separato da due distanziatori di spessore 4 mm, con foro da 2,1

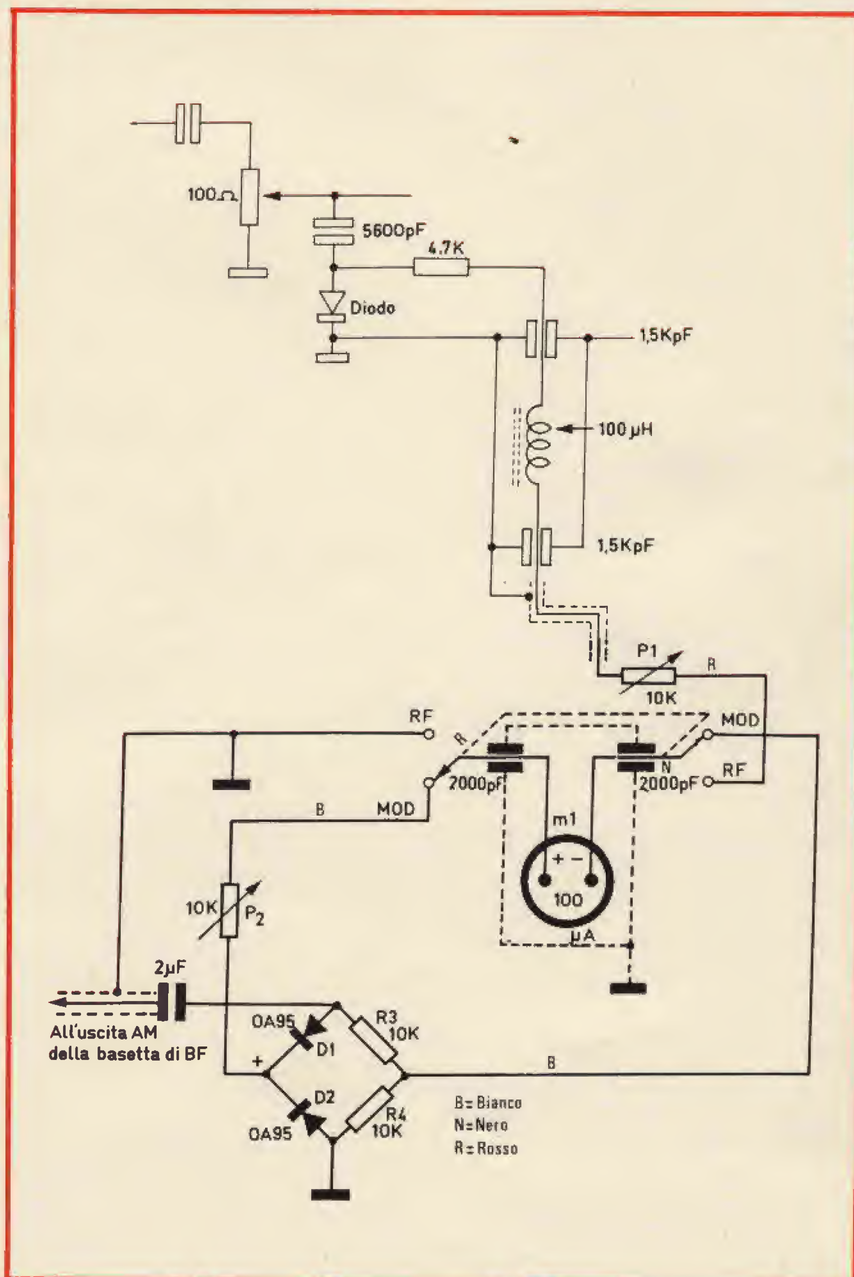


Fig. 23 - Circuito elettrico del «Modulometro» e dell'indicatore di livello della portante. La parte disegnata a tratto leggero fa parte dell'attenuatore di fig. 11.

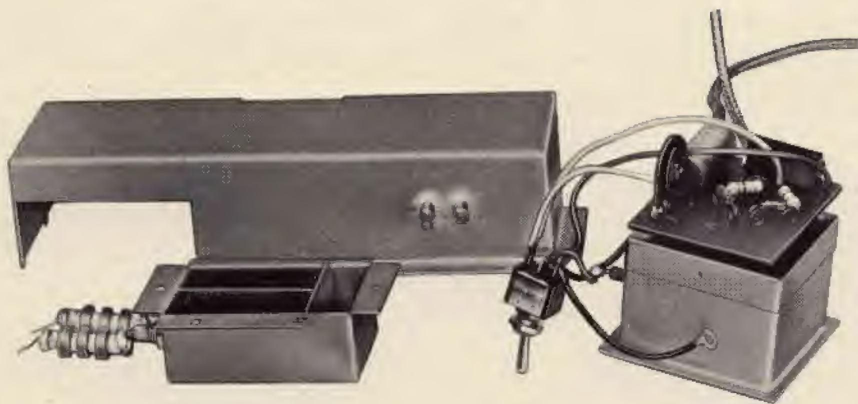


Fig. 24 - Fotografia del filtro di rete di cui a fig. 2, dell'involucro schermante il complesso di alimentazione e dello schermo dello strumento M1 oltre al circuito modulometrico e di livello di portante.

mm, è tenuto bloccato al coperchio della scatola di schermo di M1 mediante due viti a testa svasata, in ottone, lunghe 10 mm.

Si presti la massima attenzione durante la saldatura dei terminali dei diodi al germanio perché un eccessivo riscaldamento può facilmente distruggerli. Il riccio terminale serve appunto a ridurre il pericolo termico. E' sempre bene, comunque, ricorrere alle pinze a becchi in funzione termo-dissipativa.

I cavetti di congiunzione al deviatore sono isolati in plastica di colore diverso, a seconda della funzione. Vanno tenuti lunghi esattamente quanto dovuto.

Sul fianco superiore dello schermo sono praticati due fori attraverso i quali due condensatori passanti raggiungono lo strumento completamente schermato. Essi vanno saldati sulla loro ghiera esterna «in loco». La loro capacità è dell'ordine dei 2.000 pF; ma non è critica.

Sono invece sotto schermo comune i due cavetti che vanno connessi all'uscita dell'attenuatore, tramite diodo e filtro passa-basso il primo. all'uscita AM della basetta di BF, il secondo.

La scatoletta schermante di M1, va realizzata con la solita lastra di ottone, secondo il disegno di fig. 26.

Le quote vanno rispettate al mm perché si rischia di non riuscire a far stare il tutto nella cassetta esterna dell'oscillatore modulato, dal momento che la stessa, a cose fatte, risulterà piena come un uovo!

Ad evitare pericoli di irradiazione il piano base dello schermo dello strumento porta anche i 4 fori da 2,5 mm per il fissaggio di M1 al pannello frontale. I 4 dadini in gioco, per comodità di montaggio, sono stati sostituiti da 4 tondini da 4 mm, forati e filettati, con taglio in testa, per il cacciavite.

Dalla fotografia di fig. 24, ma più ancora dal disegno di fig. 26 si può notare che il piano base è asimmetrico. Ciò dipende... dallo spazio a disposizione.

La scatola di schermo comprende, ovviamente, le 4 pareti laterali alte 30 mm ed il coperchio che deve essere realizzato a tenuta stagna e fissato, come si può notare sempre da fig. 24, con 4 viti autofilettanti. La piastrina di ottone costituente le pareti laterali è lunga 128,5 x 30 mm di altezza e va ripiegata ripetutamente a squadra, facendo sovrapporre l'ultimo lembo che, stagnato all'interno preventivamente, si fisserà, sempre a stagno, al resto della scatola. Una generosa stagnatura (con saldatore da 50 W), all'interno ed all'esterno, tra piano base e le 4 pareti laterali, chiuderà, alla fine, il capitolo delle costruzioni in ottone.

Riteniamo ora, nell'interesse dell'esito finale, di fissare, sia pure per sommi capi, alcune considerazioni sulla tecnica seguita nella realizzazione dei circuiti stampati, tecnica che ci interessa molto da vicino, sia dal punto di vista della praticità delle operazioni, che della validità del lavoro ultimato. In vari casi abbiamo operato con criteri strettamente personali.

Naturalmente quanto diremo sarà riferito ai montaggi singoli e non ovviamente alla tecnica del lavoro in serie.

I CIRCUITI STAMPATI IMPIEGATI

Il circuito stampato possiede una tale quantità di pregi da accomunare alla semplicità costruttiva, l'uniformità di resa e la praticità di impiego.

Dal momento che ogni progetto richiede un suo circuito stampato, è ovvio che dovremo provvedere direttamente, caso per caso. E vediamo subito come.

Esistono in commercio, come è ben noto, lastrine di materiale fenolico o di vetronite per RF, ricoperte da un foglio di rame elettrolitico, su una faccia o su entrambe.

Lo spessore del supporto si aggira sugli 1,6 ÷ 2 mm mentre il lamierino è spesso da 0,015 a 0,035 mm.

Il principio informatore della costruzione del circuito stampato (c. s.) è il seguente: ricoprire con materiale che, non solo non reagisca all'immersione in una soluzione chimica che intacca il rame, ma protegga la parte sottostante durante la fase di reazione chimica, determinando con ciò una «pista» che, snodandosi convenientemente, congiunga due o più componenti tra loro.

Naturalmente questo processo di reazione chimica deve essere: controllabile, abbastanza rapido e sicuro quanto al risultato.

Sperimentato il circuito da realizzare su una tavoletta, si provvede a duplicarlo su c.s., ricoprendo cioè la pista con una sostanza capace di proteggerla dall'azione corrosiva del sale impiegato, lasciando invece agio alla reazione di dissolvere il rame che va eliminato. Il sale impiegato è, in genere, Cloruro di ferro ($Fe\ Cl_3$).

Esso non è dannoso alla salute, i suoi vapori, alla temperatura ambiente, non sono pericolosi e la sua azione è rapida ed efficace (circa 60 minuti per una piastra di medie dimensioni). La tecnica impiegata per proteggere la pista può essere diversa.

Tra le varie soluzioni, ne abbiamo impiegate vantaggiosamente due: l'uso dell'inchiostro serigrafico e l'impiego del nastro adesivo speciale con relativi terminali a dischetto.

In entrambi i casi si deve preparare la piastra, ripulendo a specchio il rame con paglietta di acciaio abrasiva. Indi si sgrassa il tutto a dovere con alcool denaturato.

Riempito d'inchiostro serigrafico, molto diluito con alcool denaturato, un pennino per normografia (dal n. 7 al 16, a seconda delle necessità) lo si impieghi direttamente sul rame.

Dal momento che, in genere, sulla pista si deve costituire con un cerchietto un appiglio al quale va saldato il terminale di un resistore, di un condensatore od altro, si può sfruttare il fondo circolare di un pennino di dimensioni maggiori, ad es. dal n. 20 al n. 30.

Basta predisporre sulla pista, nel punto appropriato, un foro da 0,9 ÷ 1 mm al quale appoggiare l'ago interno del pennino. Ne deriverà una macchiolina di inchiostro serigrafico, quindi un dischetto di rame che noi useremo come ancoraggio per i nostri scopi.

Nel caso dovessimo ricavare un cerchietto di rame, isolato, nel bel mezzo di tutta una superficie ramata, basterebbe tracciare, con un compasso, 2 cerchi concentrici sulla superficie inchiostrata e togliere, con la punta di un raschietto, tutto l'inchiostro interposto. Il sale stesso provvederebbe ad eliminare il conduttore non richiesto.

Per rilevare una pista da una rivista (a parte la fotocopiatura) o per duplicare un circuito già esistente, pensiamo che la soluzione più pratica sia ricopiarlo su carta velina, o carta trasparente tracciando con evidenza i segni dei fori, che costituiscono un po' la falsariga di tutto il sistema.

Fissato il foglio alla piastra ramata si provveda a praticare i fori, **esattamente** al loro posto, con una punta da 1 mm.

E' importante seguire fedelmente la matrice se non si vuole gettare poi il lavoro reso inutile dall'impossibilità materiale di inserire in un circuito stampato un resistore od un condensatore che non trovano il loro posto, perché troppo sacrificati.

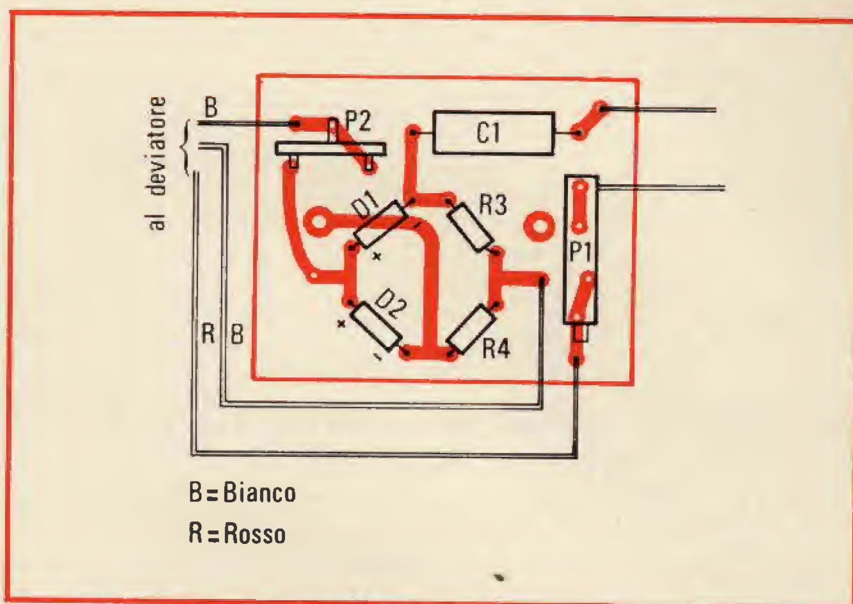


Fig. 25 - Piano costruttivo in grandezza naturale del circuito stampato, del «Modulometro» - indicatore di livello di cui in fig. 23 è riportato il circuito elettrico.

Nel caso si debbano realizzare delle piastrine molto compatte, può essere utile montare i componenti verticalmente. Procedendo con ordine e con precisione si arriva, con un po' di esperienza, a realizzare un buon lavoro.

Ricordiamo che in commercio esistono scatole corredate di tutto il necessario «ad hoc». Prima di

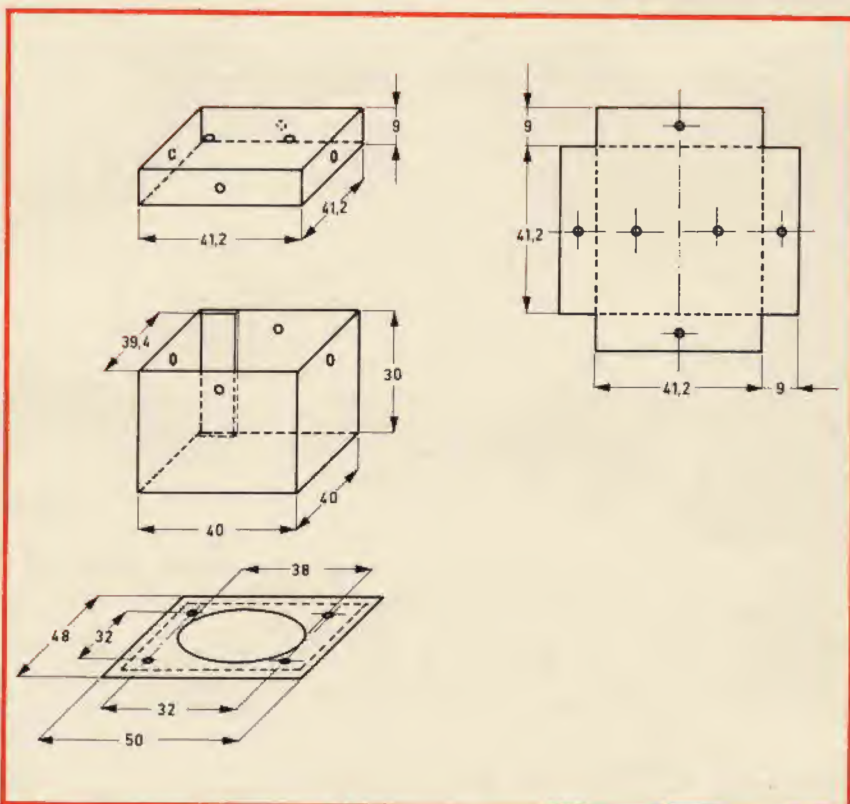


Fig. 26 - Quota dei componenti la scatola schermante lo strumento M1 e coperchietto porta-circuito stampato di cui alle figg. 23 e 25.

immergere nel bagno la piastrina finita è bene attendere un paio di ore, per avere la certezza che l'inchiostro si sia asciugato del tutto.

L'altra soluzione, molto pratica ed immediata fa ricorso ad uno speciale nastro adesivo. Il nastro, di varie larghezze (da meno di 1 mm a vari mm), viene adagiato e tenuto leggermente teso tra due fori. Attorno ad ogni foro si dispone un dischetto di varia misura, a seconda delle esigenze, dischetto che viene centrato rigorosamente, mediante una pinzetta analoga a quelle impiegate dai collezionisti di francobolli. Nella tesatura del nastro si abbia l'avvertenza di comprimerlo bene, prima di immergerlo nel bagno, ad eliminare bolle d'aria che comportano invariabilmente l'interruzione della pista di rame.

Nel caso deprecato, si può ovviare all'inconveniente stabilendo un ponticello con un filo di rame, tra i due punti interrotti.

Sta alla sensibilità degli interessati saper scegliere per il meglio. Quando le piastre sono comunque pronte si provveda ad immergerle nel bagno. Esso è costituito da acqua comune, possibilmente calda, che scioglie pari peso di Cloruro Ferrico in una bacinella **di vetro o di plastica.** Il Cloruro Ferrico si riconosce anche per il suo caratteristico color ocra.

E' bene agitare ogni tanto la soluzione durante il processo di reazione, sino a che il foglio di rame si riduce ad un velo quasi trasparente.

Quando ogni traccia di materiale conduttore libero è sparita definitivamente, si tolga la piastra con una pinzetta plastica (non la si usi di metallo che verrebbe invariabilmente corroso) e la si lavi sotto acqua corrente.

E' opportuno non respirare vapori del sale in soluzione ad elevata temperatura e non toccare gli occhi con le mani umide del soluto. Si lavino le stesse con sapone ad operazione conclusa.

Una data quantità di soluzione può servire due o tre volte: dipende dalla quantità impiegata in rapporto alla necessità. Indi si deve gettare. La soluzione restante va conservata in un recipiente scuro, a chiusura ermetica, lontano dalla luce del sole. Non è certo pratico preparare la soluzione volta per volta.

La piastra lavata può essere asciugata all'aria libera o con carta assorbente.

Dopo una leggera passata con paglietta abrasiva deve essere stagnata lungo tutta la pista con saldatore di potenza non superiore ai 30 W.

Prima di procedere oltre nella descrizione, ci sembra opportuno precisare, anche sulla scorta di dati sperimentali acquisiti successivamente, alcuni particolari di progetto e costruttivi che possono meglio chiarire la funzione e l'impiego del «modulatore» in quanto generatore di una frequenza di «spazzolamento» che può andare, come si è visto, da 10 ad oltre 100 Hz.

La frequenza generata non è naturalmente sinusoidale, ma a «dente di sega» secondo l'oscillogramma di fig. 16. Il suo valore dipende ovviamente da R (120 kΩ al 5%) e da una capacità aggiuntiva Cp, che può benissimo venire **permanentemente** connessa tra il terminale A di R e la massa. Un controllo pratico frequenzimetrico ha dimostrato che ad un valore di Cp aggiuntivo pari a 100.000 pF corrispondono 50 Hz, mentre a 300.000 pF corrisponde una frequenza di «spazzolamento» pari a 25 Hz. I 20 Hz si raggiungono con 370.000 pF, ed i 15 con 550.000 pF. I 10 Hz si ottengono invece con 0,9 μF.

Senza capacità aggiuntiva, con i 120 kΩ di R e la C originale, la frequenza generata risultava pari a 105 Hz.

Si è preferito, in sostanza, per non smontare il modulatore, saldare il condensatore tra la paglietta FM della prima parte del commutatore e la massa più vicina.

Abbiamo anche accertato che la connessione permanente di Cp in circuito non influenza assolutamente la generazione del segnale a 1.000 Hz, in AM.

Per chi volesse disporre della possibilità di «sweeppare» il segnale FM su 2 o 3 frequenze diverse, suggeriamo di impiegare un microdeviatore con il cursore inserito sul terminale A di R (che può essere prelevato, come abbiamo visto, direttamente alla paglietta del commutatore a 3 vie 3 posizioni), connesso a massa mediante le capacità prescelte. Abbiamo detto e confermiamo che la frequenza di «spazzolamento» è determinante agli effetti della reale rispondenza della curva di selettività rilevata, nel senso che più bassa è la frequenza, più fedele diviene il tracciato. Però, in contrapposto, sotto i 50 Hz l'oscillogramma, su normali tubi RC a media persistenza, diviene di difficile rilievo stante lo sfarfallìo determinato dalla bassa persistenza dell'immagine sulla retina del nostro occhio.

Diremo che le apparecchiature professionali hanno un dispositivo di comando che permette di scegliere, a volontà, la frequenza di «spazzolamento» tra qualche Hz ed alcune decine.

Noi abbiamo preferito il rilievo più fedele ed abbiamo scelto in conseguenza la frequenza di 10 Hz, cioè un valore di Cp pari a 0,9 μF, al 2%.

La tensione c.c. di uscita, in caso di AM ed FM, è prossima ai 6 V, mentre quella eff. in c.a. della frequenza prescelta, supera appena i 12 V.

Merita una precisazione a parte anche il valore capacitivo effettivo di C4 di cui a fig. 14. Dobbiamo infatti intenderlo comprensivo del valore del condensatore di ingresso al filtro passa-basso di RF di cui a fig. 19, (che gli risulta in parallelo) comprendente la impedenza a nido d'ape, in alto a sinistra ed il condensatore ceramico a lato, di nominali 10.000 pF. Pertanto la capacità effettiva di C4 (al polistirolo, di preferenza) sarà ottenuta sottraendo ai 67.000 pF del valore della capacità richiesta, il valore del condensatore ceramico in oggetto. Comunque, la cosa si risolve facilmente con l'uso dell'oscilloscopio, inteso ad ottenere in uscita, ai capi di C4, la sinusoide di fig. 16. Nel nostro caso il valore di C4 è stato di esatti 50.000 pF, all'1%

A questo punto, tutto è pronto per il fissaggio dei componenti sulle basette e per la saldatura relativa. Noi, a nostra volta, dovremmo essere ormai preparati alla realizzazione delle due cassette in alluminio.

RASSEGNA DI ANTENNE

prima parte di I2AT - G. BOSCHETTI

Lo scopo di questa serie di articoli è di analizzare un certo numero di antenne che possono interessare i radiodilettanti e coprono nella loro totalità un campo di frequenza che da alcuni MHz arriva fino oltre i 1.000 MHz.
Di tutte queste antenne verrà fatta una descrizione generale e basilare cercando, nei limiti del possibile, di conciliare il problema della precisione e della chiarezza con quello della praticità; per alcune, largamente diffuse, verrà fatto un discorso più particolare ed approfondito.
L'intenzione non è quella di consigliare un'antenna piuttosto che un'altra, ma analizzare i parametri più importanti per la caratterizzazione di un'antenna, lasciando quindi al lettore la decisione riguardante il tipo da usare, in funzione delle singole esigenze, della frequenza di impiego e delle prestazioni offerte.
Per meglio valutare alcuni parametri la trattazione è preceduta da alcune note riguardanti la dinamica di un collegamento radio.

Le antenne sono particolari circuiti necessari per irradiare nello spazio l'energia a radiofrequenza, generata da un trasmettitore, o per captare l'energia elettromagnetica viaggiante nello spazio al fine di convogliarla nel ricevitore.

L'irradiazione avviene sotto forma di onde elettromagnetiche che si propagano nello spazio ad una velocità prossima a quella della luce (300.000 km/s).

Normalmente tra l'antenna ed il trasmettitore (o ricevitore) esiste una linea di trasmissione che ha il compito di trasferire la maggior quantità possibile di radio frequenza generata, o captata al ricevitore.

Il complesso apparato-linea-antenna deve essere progettato e costruito in modo tale da fornire il più alto rendimento possibile; in particolare, la linea deve avere minime perdite; ciò viene ottenuto curando l'accoppiamento con apparato e antenna.

Quest'ultima deve possedere caratteristiche dimensionali e costruttive tali da ottenere la massima irradiazione possibile nel modo desiderato, senza fenomeni dissipativi che possano ridurre eccessivamente l'energia totale irradiata rispetto a quella generata.

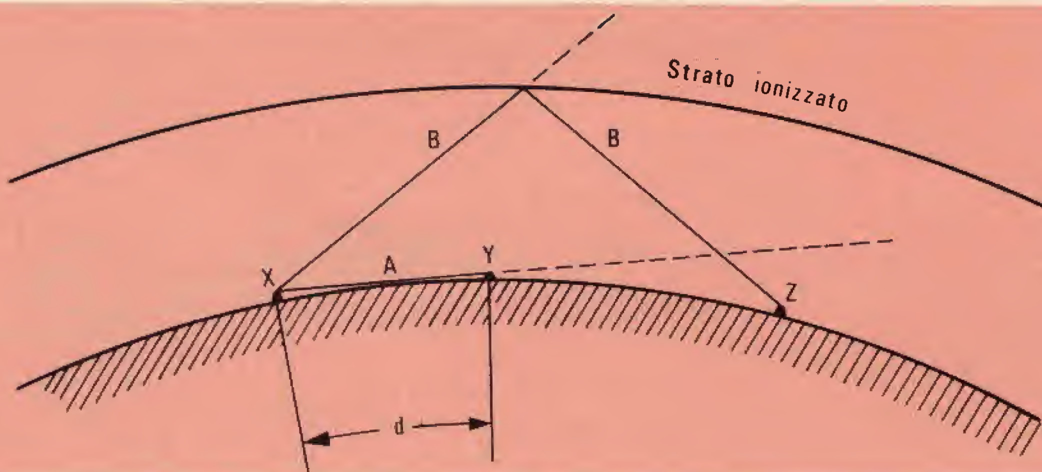


Fig. 1 - Collegamento per riflessione e per onda diretta tra due punti generici.

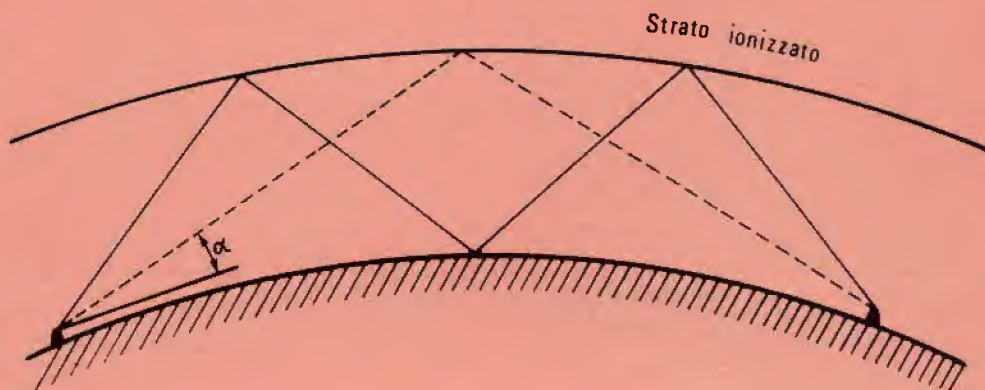


Fig. 2 - Esempio di collegamento tra due punti generici in funzione dell'angolo di radiazione verticale.

DINAMICA DI UN COLLEGAMENTO RADIO

Un'antenna normale, per impieghi radiantisti, irradia in molte direzioni con intensità variabile a seconda del tipo impiegato.

Due di queste hanno una particolare importanza, essendo specifiche di due diversi modi di propagazione e casi limiti nello stesso tempo; esse sono indicate con A e B nella fig. 1.

Quella A, chiamata **onda di terra,** è quella che permette il collegamento tra due punti X ed Y, in vista e senza ostacoli tra di loro (non permette il collegamento tra X e Z essendo Z sotto l'orizzonte).

E' la propagazione tipica per frequenze superiori a 70 ÷ 80 MHz ed anche quella sfruttata sulle bande HF per i collegamenti locali.

La massima distanza alla quale può avvenire un collegamento in diretta è funzione dell'altezza **h** dal suolo delle antenne di X e di Y e si ricava da

$$d_{Km} = 3{,}6\ (\sqrt{hx} + \sqrt{hy})$$

dove hx e hy sono espresse in metri.

L'irradiazione del tipo B è quella che permette i collegamenti per **riflessione,** cioè il segnale viene riflesso dagli strati ionizzati dell'atmosfera e viene rimandato verso terra, permettendo così il collegamento tra X e Z.

Questo discorso è valido fino a frequenze dell'ordine dei 70 ÷ 80 MHz dopo di che l'energia elettromagnetica perfora gli strati ionizzati proseguendo verso l'alto e non avviene più la riflessione; rimane a questo punto a disposizione solo l'onda di terra A.

Non è detto a priori che il segnale lasci l'antenna nella direzione B, può lasciarla con qualsiasi altra direzione ma, nella maggioranza dei casi, sarà compresa tra A e B; ciò dipende dall'antenna e da come è impiegata.

Da quanto sin qui esposto è ovvio dedurre che collegamenti dell'ordine delle migliaia di chilometri non avverranno sicuramente tramite l'onda diretta ma solo per mezzo di quella riflessa.

Più precisamente il collegamento radio tra due punti generici sulla superficie terrestre, molto distanti tra loro, può avvenire in diversi modi, due dei quali sono schematizzati nella fig. 2 dove è riportato l'esempio di un collegamento effettuato tramite una sola riflessione (linea tratteggiata) e uno effettuato per mezzo di tre riflessioni totali (linea continua).

Tenendo conto che ogni volta che il segnale viene riflesso (sia dagli strati ionizzati che dalla superficie terrestre) subisce una notevole attenuazione è chiaro che sarebbe da preferire la via più semplice, usando possibilmente antenne con basso angolo di radiazione verticale (α).

Osservando la figura 2 si potrebbe pensare che esistano zone in cui il collegamento è possibile solo ed esclusivamente impiegando un'antenna con un particolare angolo α, ma questo è vero solo in parte perché le linee che rappresentano il collegamento radio sono in effetti dei fasci, più o meno larghi, figura 3.

In effetti esiste una zona di silenzio (S) ed è quella compresa tra la massima distanza alla quale può essere effettuato un collegamento diretto e la minima distanza alla quale il contatto può avvenire per riflessione.

Il problema della radio propagazione in verità è un po' più complesso, ma i princìpi basilari su cui appoggia, che sono poi quelli più pratici, intuitivi ed importanti, sono appunto quelli accennati.

Si può solo aggiungere, per completezza, che la posizione dello strato riflettente è variabile in continuazione facendo sì che l'ampiezza della zona di silenzio (funzione della distanza alla quale la prima riflessione raggiunge la terra) sia di conseguenza abbastanza aleatoria (propagazione più o meno aperta); questo fatto contribuisce (unitamente a cambiamenti che avvengono all'interno degli strati ionizzati) a far sì che la frequenza alla quale avviene la perforazione non sia ben definibile oscillando comunque attorno ai valori precedentemente menzionati.

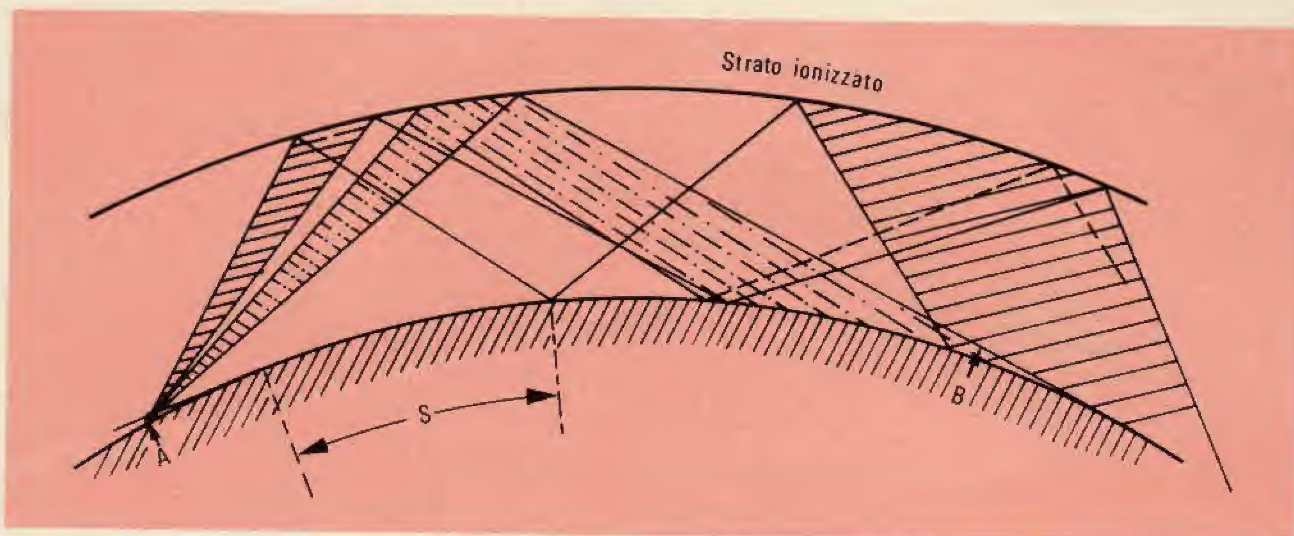


Fig. 3 - Sviluppo del fascio irradiato a causa delle riflessioni.

PARAMETRI PRINCIPALI DI UNA ANTENNA

Guadagno

Il guadagno di una antenna è comunemente definito come il rapporto tra la massima intensità di radiazione, prodotta in una certa direzione, e la massima intensità prodotta nella stessa direzione da una antenna di riferimento con la stessa potenza RF.

Se come riferimento viene presa un'antenna, ipoteticamente senza perdite, che irradia uniformemente in tutte le direzioni, si dice che il guadagno è riferito ad un **radiatore isotropico** (guadagno 1 = 0 dB). Normalmente, quando si parla del guadagno, si intende riferito al radiatore isotropico (figura 4).

Viene anche spesso usato come riferimento il **dipolo a mezza onda** il quale presenta già un guadagno rispetto all'isotropico di 2,15 dB di cui bisogna tener conto, ma in questo caso è specificato, o almeno dovrebbe esserlo, generando altrimenti un po' di confusione per quanto riguarda l'effettivo guadagno di un'antenna.

Altri sistemi di riferimento sono il **dipolo elementare** (elemento di conduttore con lunghezza infinitesimale con raggio tendente a zero) che presenta un guadagno di 1,76 dB rispetto all'isotropico e il dipolo molto corto (rispetto alla lunghezza d'onda) posto verticalmente sul terreno, perfetto conduttore, con un guadagno di 4,77 dB.

In definitiva per evitare malintesi, occorre sempre precisare rispetto a cosa è riferita la misura di guadagno di un'antenna.

Angolo di radiazione verticale

E' l'angolo formato dal lobo principale di irradiazione sul piano verticale, con il piano di terra. Si parla di lobo principale perché una antenna presenta parecchi lobi di varia intensità e posizione ma viene preso in considerazione solo quello nel cui senso la irradiazione è massima.

Questo parametro, normalmente non preso nella dovuta considerazione, è molto importante per quanto precedentemente esposto a riguardo della dinamica del collegamento radio (vedi figura 2).

Occorre inoltre precisare che non sempre il collegamento avviene sfruttando il lobo principale, ma, talvolta per mezzo di lobi secondari aventi angoli di radiazione verticale diversi da quello principale, che meglio si prestano, in talune circostanze al collegamento.



Fig. 4 - Radiatore isotropico.



Fig. 5 - Angolo di radiazione verticale di un'antenna.

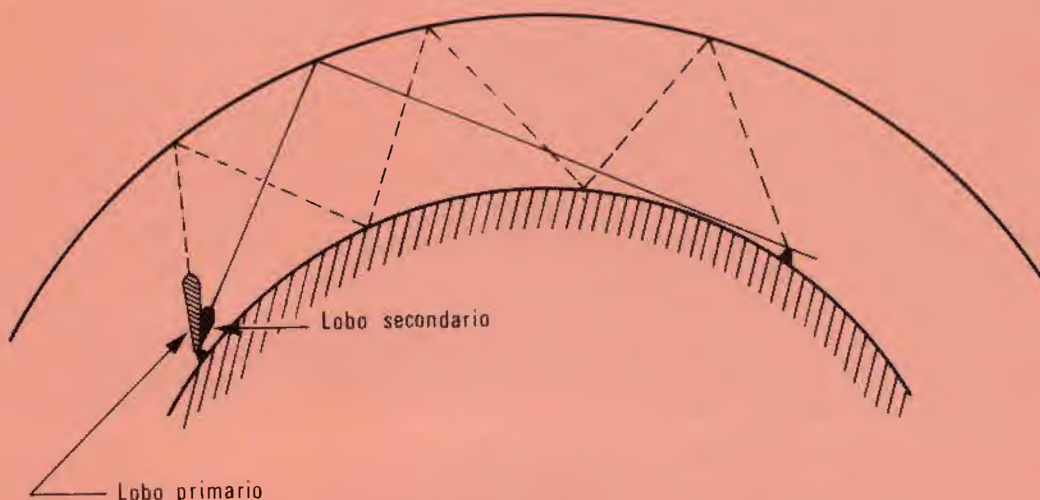


Fig. 6 - Esempio di collegamento per mezzo di un lobo secondario.

Questo è deducibile dalla fig. 6 dove è rappresentato un collegamento tra due punti generici della terra, con le diverse riflessioni che subiscono i due lobi (quello principale ed uno secondario qualsiasi).

Se la diversità di attenuazione tra i due punti, nelle due diverse condizioni (tenendo presente che il lobo principale, a causa del maggior numero di riflessioni, è sottoposto ad una attenuazione maggiore a quella del lobo secondario) è superiore all'attenuazione che ha il lobo secondario, il collegamento avverrà quasi sicuramente grazie a quest'ultimo.

Angolo di radiazione orizzontale

Come esiste una proiezione verticale del campo irradiato di una antenna, esiste anche una orizzontale che, a grandi linee, è ottenibile da quella verticale per sezionamento e proiezione sul piano orizzontale. L'angolo di radiazione orizzontale (β) è quello compreso tra i punti a 3 dB, cioè tra B e C dove l'intensità del segnale è la metà rispetto ad A.

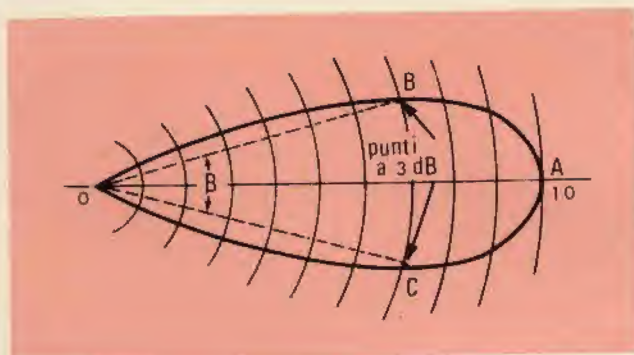


Fig. 7 - Angolo di radiazione orizzontale.

Questo angolo dà un'idea della direttività e del guadagno dell'antenna. E' da tener presente che se l'antenna non avesse perdite la direttività in dB sarebbe uguale al valore del guadagno (sempre in dB); i due termini diventerebbero quindi un tutto unico.

Resistenza di radiazione

Per esprimere l'energia irradiata da una antenna si suppone una resistenza di radiazione R_r di valore tale che, se inserita in serie all'antenna, assorbirebbe la stessa potenza che viene realmente irradiata, e che, moltiplicata per il quadrato della corrente a radio frequenza, dà ugualmente il valore di questa potenza:

$$P_o = R_r \times I^2$$

Il valore della corrente lungo l'antenna varia da punto a punto, quindi anche la resistenza di radiazione è diversa da un punto all'altro, con un andamento del tipo di fig. 8. Normalmente viene considerata quella presente ai terminali di ingresso o, più in generale, quella che si riscontra in corrispondenza di un ventre (antinodo) di corrente.

Questo parametro è molto importante perché la linea di alimentazione dell'antenna deve essere scelta in funzione del valore di R_r.

Più precisamente, se l'antenna presenta una $R_r = 50\ \Omega$, anche il cavo che la alimenta dovrà avere questo valore di resistenza, al fine di avere il massimo trasferimento di energia tra il generatore e l'utilizzatore.

In pratica ben difficilmente un'antenna è puramente resistiva, di solito esiste anche una componente

reattiva (induttiva o capacitativa) di cui bisogna tener conto nella messa a punto; ciò fa in modo che si debba parlare di impedenza di un'antenna.

L'annullamento di questa componente reattiva avviene quasi automaticamente quando, nella fase di messa a punto, si agisce sulla lunghezza dell'antenna, sulla spaziatura degli elementi o sulla sua posizione facendo in modo che il rapporto di onde stazionarie (ROS) si approssimi al valore di 1 : 1.

Polarizzazione

La polarizzazione di una antenna è in genere stabilita dalla posizione dell'elemento radiante rispetto al suolo; se l'antenna è situata sul piano orizzontale avrà una polarizzazione orizzontale e viceversa.

Questo parametro può avere più o meno importanza a seconda della frequenza a cui si lavora, è però sempre da tenere in considerazione per interpretare alcuni fenomeni, in apparenza strani.

La polarizzazione del segnale irradiato rimane invariata fino a quando non interviene un parametro esterno atto a modificarla.

Nel campo delle VHF ed UHF i collegamenti avvengono per onda diretta e la conformazione del segnale irradiato rimane invariata, salvo l'attenuazione dovuta al percorso: quindi se si trasmette con polarizzazione orizzontale il segnale ricevuto ad una certa distanza sarà massimo se l'antenna ricevente è in posizione orizzontale, minimo se invece è in posizione verticale. La diversità tra i due casi può essere dell'ordine dei 20 ÷ 40 dB (cioè 3 ÷ 6 punti sullo S meter); non ha un valore preciso perché intervengono altri fenomeni aleatori e non ben valutabili (parziali ostacoli lungo il percorso, linee ad alta tensione, riflessioni strane, altezza delle antenne ecc).

Nel campo delle HF, come si è visto, i collegamenti avvengono per riflessioni, quindi la polarizzazione di un segnale rimane invariata fino a quando avviene la prima riflessione, dopo di che il campo viene fortemente modificato e la polarizzazione può diventare qualsiasi. Il fenomeno aumenta tanto più, quanto maggiori saranno le riflessioni.

Questo fa sì che, ricevendo un segnale lontano con una antenna verticale ed una orizzontale (di pari guadagno non si possano notare delle gran diversità perché il segnale non sarà perfettamente verticale od orizzontale, ma in posizioni intermedie.

Ciò non toglie che un radioamatore con un'antenna «direttiva» non riesca ad ascoltare un segnale ricevuto dall'OM locale 59+ con la «ground-plane»!

Reciprocità

Le proprietà di un'antenna ricevente sono analoghe, sotto quasi tutti gli aspetti, a quelle della stessa antenna quando funziona in trasmissione.

Il guadagno massimo e quello nelle varie direzioni, nonché l'impedenza propria, sono uguali sia nella trasmissione che nella ricezione.

Altezza

Quando si vuole valutare le proprietà di un'antenna, si parla anche della sua altezza, non si intende l'altezza dal suolo ma quella riferita all'orizzonte medio degli ostacoli che la circondano (fig. 9).

Questo parametro ha la sua importanza essendo l'intensità di campo ricevuta od irradiata una sua funzione diretta.

Più precisamente l'intensità di campo (F) è data da:

$$F = \frac{88 \cdot ht \cdot hr \cdot \sqrt{W \cdot G}}{\lambda \cdot R^2}$$

dove: — G = guadagno in numero di volte in potenza
F = intensità di campo in $\mu V/m$
W = potenza irradiata in watt
R = distanza in km tra la stazione trasmittente e quella ricevente
$h_t \div h_r$ = altezza in metri delle antenne
λ = lunghezza d'onda in metri.

Da quanto su esposto si deduce che l'aumento di intensità di campo ottenuto raddoppiando l'altezza di una delle due antenne, è uguale a quello ottenibile **quadruplicando** la potenza trasmessa.

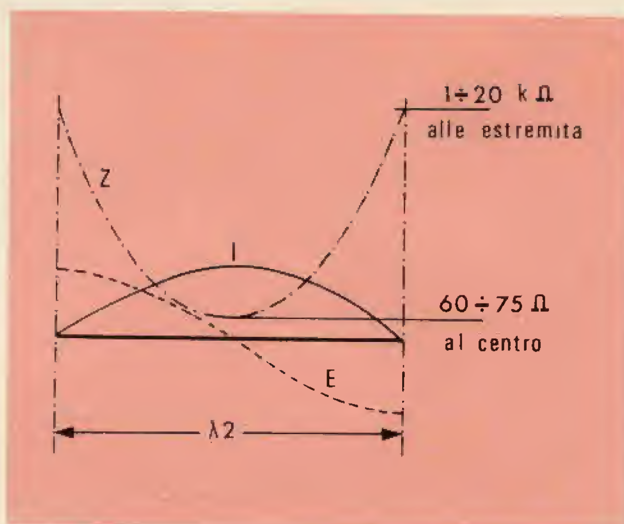


Fig. 8 - Andamento dei parametri tensione, corrente e impedenza di un'antenna.

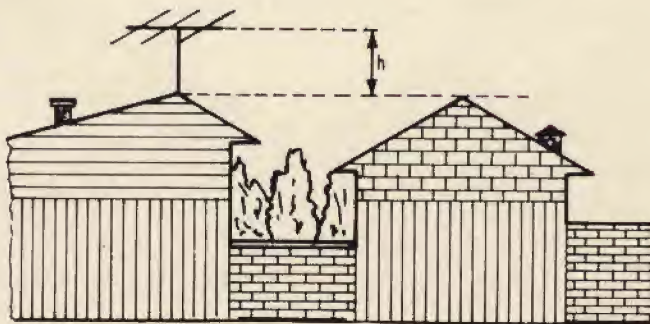


Fig. 9 - Altezza di un'antenna.

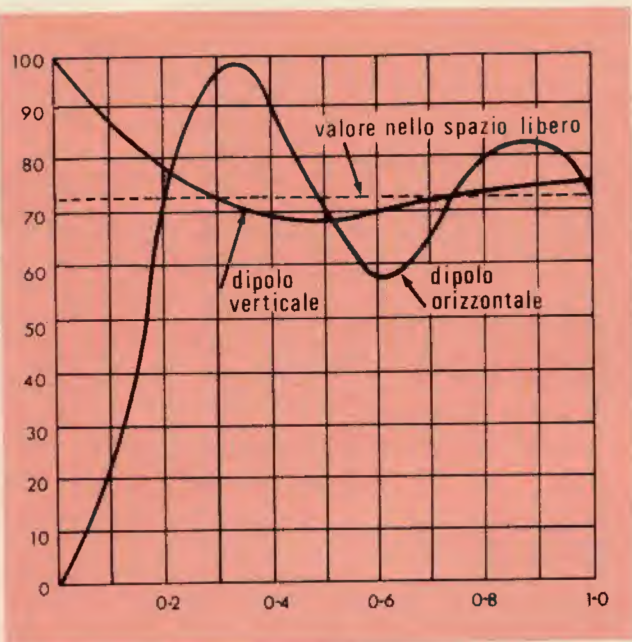


Fig. 10 - Andamento dell'impedenza di un dipolo in funzione della sua altezza.

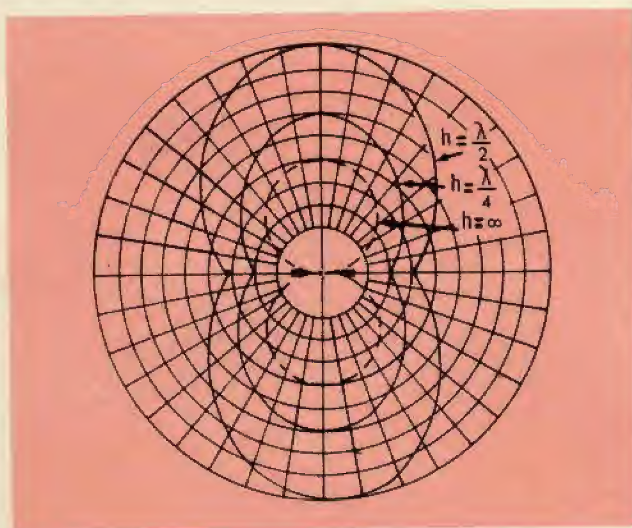


Fig. 11 - Diagramma d'irradiazione di un dipolo a λ/2 in funzione della sua altezza.

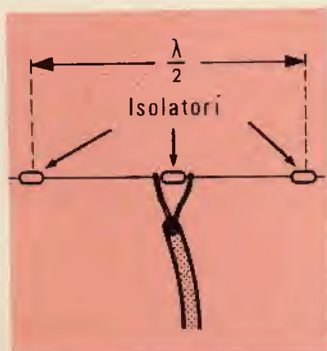


Fig. 12 - Dipolo a mezza onda.

TABELLA 1

h	α
¾ λ	20°
λ/4	70°
λ/2	40°
λ	60°

Area di cattura

L'area di cattura di una antenna è definita come il rapporto tra la potenza (watt) che essa cattura dallo spazio consegnandola alla linea di trasmissione, e la densità di potenza incidente «watt/m²».

Per qualsiasi antenna vale la seguente proprietà:

$$A_r = \frac{\lambda^2 \cdot G_o}{4 \cdot \pi}$$

dove :

A_r = area di cattura dell'antenna ricevente.

G_o = guadagno rispetto all'isotropico dell'antenna in esame. (in numero di volte).

λ = lunghezza d'onda in metri.

Dipolo orizzontale a mezz'onda (fig. 12)

E' una delle antenne più semplici che esistano, rappresentando nel contempo l'antenna fondamentale su cui si basano quasi tutte le altre.

Per questo suo aspetto particolare merita una certa attenzione, tanto più che buona parte di quanto verrà detto vale per qualsiasi altra antenna.

L'impedenza di un dipolo a mezz'onda nello **spazio libero,** alimentato al centro, teoricamente vale:

$$Z_o = 73{,}2 + j\ 42{,}5\ \Omega$$

presenta cioè un parametro reattivo di carattere induttivo; questa componente si annulla, o per lo meno diventa trascurabile, riducendo la lunghezza del dipolo di circa il 5%. In questo caso l'impedenza diventa di 65 Ω. Questo valore non è tassativo ma variabile in funzione dell'altezza da terra (più praticamente tetti, terrazze, ecc.) alla quale è sistemato il dipolo; l'andamento è quello di fig. 10 dove è pure riportata la curva riguardante il dipolo a $\lambda/2$, disposto però verticalmente.

Tra i vari tipi possibili di alimentazione il più usato e pratico è quello al centro, impiegando cavo coassiale da 73 Ω, ammettendo delle piccole variazioni di efficienza in funzione dell'altezza che, in tutti i casi non deve essere inferiore a $\lambda/8$.

Questa antenna non ha praticamente problemi di carattere costruttivo e può essere impiegata per qualsiasi frequenza: il diametro del conduttore (o tubo) impiegato per la costruzione non è critico.

Dimensionalmente è rapportata alla lunghezza d'onda d'impiego da questa formula:

$$L = \frac{\lambda}{2} \cdot K \text{ (metri)}$$

viene anche spesso usata la seguente:

$$L = \frac{141}{f\,(\text{MHz})} \text{ (metri)}$$

K è il **fattore di velocità** che varia in funzione del tipo e del diametro del conduttore impiegato per realizzare il dipolo ed assume valori compresi tra 0,8 e 0,95.



tecnica, stile, hi-fi prestigiosi !

COMBINAZIONE 1001

Ogni apparecchio illustrato in questa pagina ha ottenuto ammirazione e riconoscimento in campo internazionale per le caratteristiche tecniche, la linea, le prestazioni.
L'insieme costituisce un completo impianto HI-FI di eccezionale prestigio, certamente fra i primissimi al mondo. La Casa costruttrice è Bang & Olufsen, la famosissima B&O per i raffinati dell'HI-FI, i quali sono soliti dire che, dopo l'ascolto di un complesso B&O, null'altro riesce a soddisfare. Se non credete, ascoltatelo voi stessi.

COMBINAZIONE 1001

COMPOSTA DA:

1 Sinto-amplificatore stereo FM Mod. Beomaster 1001

Gamma di ricezione FM: 87,5 ÷ 104 MHz
Sensibilità: 1,8 μV
Potenza d'uscita: 15 + 15 W continui (20 + 20 W musicali)
Distorsione armonica: < 1%
Uscita per ambiofonia
Rapporto segnale/disturbo: > 50 dB
Alimentazione: 110 ÷ 240 V - 50/60 Hz
Dimensioni: 545 x 78 x 205

1 Giradischi stereo Mod. Beogram 1001

Velocità: 33 1/3 - 45 giri/minuto
Trascinamento a cinghia
Completo di cartuccia SP - 14A
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
Alimentazione: 110 ÷ 240 Vc.a.
Dimensioni: 115 x 358 x 308

2 Casse acustiche Mod. Beovox 1001

Sistema: a due altoparlanti
Potenza d'uscita: 20 W continui - 40 W musicali
Impedenza: 4 Ω
Risposta di frequenza: 60 ÷ 18.000 Hz
Dimensioni: 380 x 280 x 136



Fig. 13 - Andamento del lobo d'irradiazione verticale in funzione del tipo di terreno sottostante.

In linea di massima un valore di 0,9 può andar bene nella maggioranza dei casi.

Questo parametro nasce dal fatto che l'energia a radio frequenza si propaga alla velocità della luce (circa 300.000 km/s) nello spazio libero, ma all'interno di un conduttore, per le sue caratteristiche fisiche intrinseche, la velocità è inferiore.

I diagrammi d'irradiazione orizzontale e verticale sono funzioni dell'altezza h alla quale si trova il dipolo. Gli andamenti, per alcuni valori di h sono riportati nella fig. 11 per quanto riguarda il piano orizzontale, e nella tabella 1 per quanto riguarda invece quello verticale.

Il guadagno è di circa 2,15 dB rispetto all'isotropico **(tutti i guadagni che verranno menzionati d'ora in avanti s'intenderanno riferiti all'isotropico salvo indicazione contraria)**.

Dipolo verticale a λ/2

Vale praticamente il discorso fatto per quello orizzontale salvo che questo è omnidirezionale (irradia cioè con la stessa intensità in tutte le direzioni componenti il piano orizzontale) con polarizzazione verticale. L'andamento della sua impedenza di irradiazione è riportato nella fig. 10 (da tener presente che l'altezza è misurata dal punto di mezzo dell'antenna).

L'angolo di irradiazione verticale è molto basso ed è prossimo ai 10° quando h = 5/8 λ.

Questa antenna risente abbastanza delle condizioni del terreno sottostante (quello orizzontale è meno sensibile) e le variazioni che può assumere il diagramma verticale sono riportate nella fig. 13.

Il guadagno è come quello dell'orizzontale.

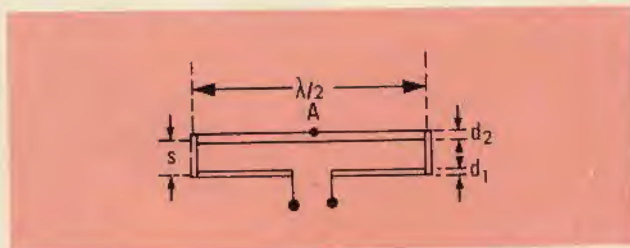


Fig. 14 - Dipolo ripiegato.

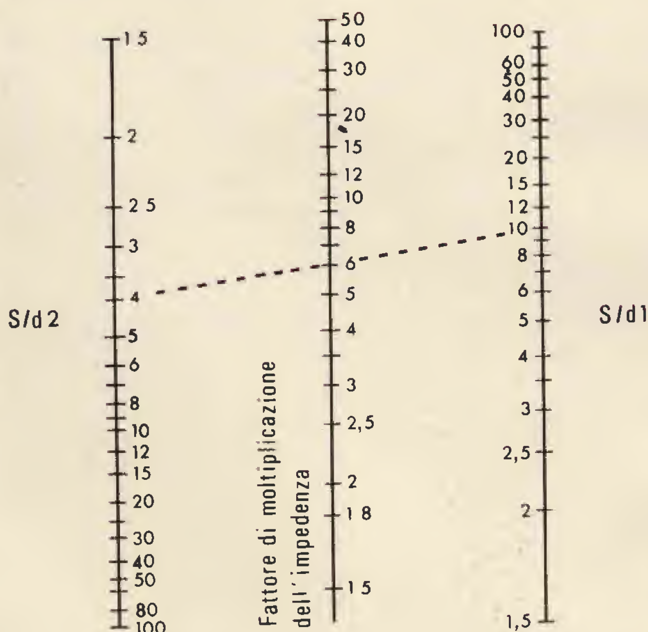


Fig. 15 - Nomogramma per il dimensionamento del dipolo ripiegato.

Dipolo ripiegato (Folded dipole)

Questo tipo di dipolo fig. 14 è raramente usato da solo; di solito viene impiegato come sistema radiante di antenne multielementi tipo Yagi.

In queste antenne, normalmente, l'elemento radiante (cioè il dipolo) presenta una impedenza molto bassa dell'ordine dei 10 ÷ 20 Ω, a causa degli elementi parassiti presenti (necessari d'altra parte per avere una buona direttività) e sorge quindi il problema di come alimentarle sfruttando il normale cavo coassiale a 50 Ω.

Il metodo più semplice è quello di usare uno dei tanti trasformatori di impedenza consigliati sui libri specializzati, che presentano però l'inconveniente di avere una banda passante non troppo larga (difficoltà quindi di avere un buon ROS su tutta la gamma) contrariamente a quella presentata dal dipolo ripiegato (molto ampia) che funziona contemporaneamente da trasformatore.

Questa sua peculiarità è dovuta al fatto che la corrente che circola in un solo filo è la metà di quella che circolerebbe in un dipolo normale quindi, a parità di potenza irradiata l'impedenza, nel punto di alimentazione sarà quattro volte superiore.

Se i diametri dei due conduttori sono diversi tra loro si otterranno altri valori di trasformazione conformemente a quanto riportato nella figura 15.

Secondo lo stesso principio si può avere un'antenna costituita da tre conduttori (invece che due) con un rapporto di trasformazione uguale a nove se i diametri dei tre fili sono uguali.

Un vantaggio di questa antenna è quello di poterla collegare direttamente all'asta portante nel punto A (fig. 14) essendo questi a potenziale zero.

Per quanto riguarda gli altri parametri (guadagno, diagrammi di irradiazione, ecc.) vale quanto detto per il dipolo normale.

(continua)

CIRCUITO SNIFFER PER IL CONTROLLO DELLA MODULAZIONE IN SSB

a cura del Cap. L. C. Paolo MASSA

In passato quando i radioamatori modulavano in ampiezza un paio di 813, era molto facile costruire uno strumento per eseguire il controllo della propria trasmissione.

Un semplice diodo e pochi altri componenti permettevano infatti di realizzare uno dei due circuiti illustrati in figura 1 mediante i quali era possibile l'ascolto della propria modulazione.

Questo genere di controllo, oltre che al parlato, poteva essere esteso alla telegrafia, cioè al CW.

Anche con l'adozione delle emissioni a banda laterale unica, cioè la SSB, nelle gamme destinate ai radianti, quando si impiegava ancora un trasmettitore separato dal ricevitore, il controllo della intelligibilità dei segnali era sempre possibile con il suddetto circuito, purché il livello del guadagno degli stadi di alta e di media frequenza fosse mantenuto piuttosto basso.

Il rapido sviluppo dei rice-trasmettitori ha reso del tutto inefficienti i suddetti dispositivi e pertanto, per essere in grado di controllare la propria modulazione, in partenza, il radioamatore deve ricorrere all'impiego di altri circuiti.

Il circuito **sniffer** che ci accingiamo a descrivere è stato realizzato per risolvere il problema.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Per controllare le emissioni a banda laterale unica è indispensabile che il circuito adottato consenta di ottenere una elevata dose di stabilità e pertanto, per ottenere queste condizioni di funzionamento, il nostro sniffer viene fatto lavorare su una sola frequenza che è controllata da un cristallo.

In queste condizioni è evidente che la frequenza dipende esclusivamente dall'età del cristallo.

La figura 2 illustra lo schema elettrico completo dello sniffer che, in sostanza, può essere definito come un «ricevitore a banda laterale spot frequency», adempiendo in effetti a questa particolare funzione.

L'oscillatore a cristallo è accordato sulla frequenza di 3550 kHz e la sua uscita, unitamente ad una modestissima porzione di banda laterale unica, che naturalmente è prelevata dal trasmettitore, viene inviata al doppio diodo rivelatore di prodotto.

L'uscita a bassa frequenza, che si ricava dal circuito rivelatore, può essere inviata tanto ad un registratore a nastro, quanto alla cuffia, magari tramite un amplificatore di bassa frequenza. In genere il controllo si effettua nella gamma che è maggiormente usata.

Qualora i controlli fossero piuttosto lunghi è consigliabile collegare l'uscita del trasmettitore ad un carico artificiale per tutta la loro durata; in caso contrario è sufficiente ascoltare qualche stralcio della trasmissione (cioè del QSO).

Se l'emissione è perfettamente controllabile sulle frequenze dello sniffer non vi è motivo che non lo sia per altre frequenze, purché il PA del trasmettitore venga regolarmente caricato.

Ciò si verificava in effetti anche in passato quando, usando i circuiti illustrati in figura 1, con un PA a modulazione di ampiezza o di altro circuito sempre a

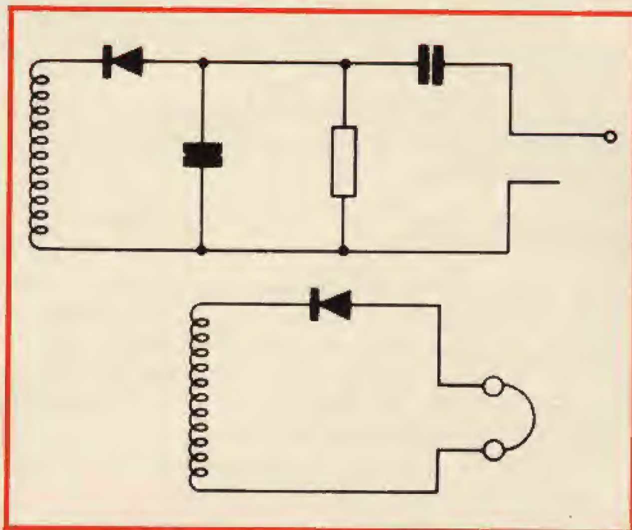


Fig. 1 - Due semplici circuiti per il controllo della modulazione usati in passato dai radioamatori.

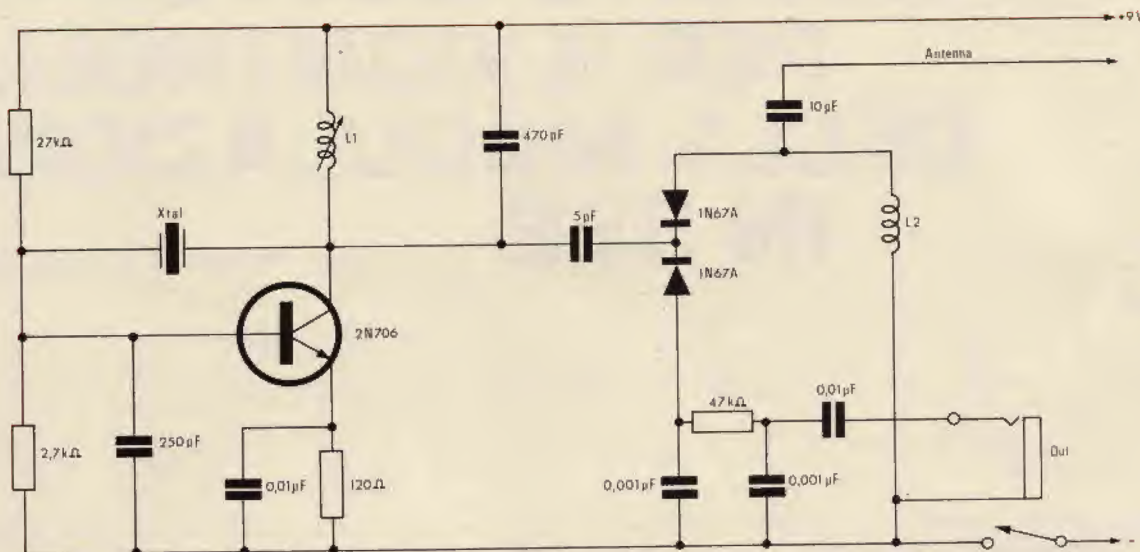


Fig. 2 - Circuito elettrico dello sniffer per il controllo della modulazione SSB. I dati relativi alla bobina L1 sono pubblicati nel testo. L2 RFC costituita da 100 spire avvolte sopra un resistore da 1 MΩ avente il diametro di 6,3 mm.

modulazione di ampiezza, non era necessario eseguire un nuovo controllo ogni qualvolta si cambiava frequenza.

LA REALIZZAZIONE DELLO SNIFFER

I componenti lo sniffer possono essere montati su qualunque ritaglio di basetta isolata che abbia le adatte dimensioni. Per cristalli con resistenza di 80 Ω la bobina L1 può essere costruita avvolgendo 24 spire di conduttore smaltato del diametro n. 32 su di un supporto isolato dal diametro di 7 mm e che sia munito di nucleo regolabile.

Il condensatore in parallelo alla bobina, come è indicato nello schema, deve avere la capacità di 470 pF.

E' però evidente che può essere impiegata qualsiasi altra combinazione L/C, che consenta le richieste condizioni di risonanza.

MESSA A PUNTO

La messa a punto dello sniffer è della massima semplicità; basta infatti ricordare che, con una alimentazione in continua a 9 V, la corrente assume un valore di circa 1 mA in assenza di oscillazione, mentre regolando il nucleo, in modo da ottenere la massima oscillazione, l'assorbimento sale a circa 4 mA.

E' ovvio che il circuito, per funzionare regolarmente, deve entrare in oscillazione.

Il condensatore da 10 pF, posto nel circuito di antenna, ha il compito di proteggere lo sniffer dalla presenza di eventuali tensioni continue esterne.

FUNZIONAMENTO

Il funzionamento dello sniffer è semplice. Con lo sniffer e la sezione ricevitore del rice-trasmettitore in funzione occorre accoppiare l'uscita dello sniffer stesso (antenna) all'aereo del RX-TX in modo che il misuratore di campo, cioè l'S-meter segni circa S9.

Commutando l'RX-TX in trasmissione, ovviamente dopo che sono state effettuate le solite operazioni di messa a punto del PA, può essere necessario, per udire chiaramente la modulazione, effettuare una ulteriore regolazione della sintonia del TX poiché, come abbiamo detto quella dello sniffer è fissa.

Per ottenere un esatto livello di rivelazione della componente ad alta frequenza può essere altresì necessario variare sensibilmente l'accoppiamento di aereo fra TX e sniffer.

Un segnale eccessivo darebbe luogo ad una distorsione simile a quella che si nota in una modulazione di ampiezza sovramodulata.

A GONFIE VELE LE VENDITE DI «COMPLETI» IN USA

Sears Roebuck & Co., il numero uno della distribuzione americana, sta raccogliendo i frutti del suo lancio sul mercato USA — avvenuto ormai da circa un anno presso alcuni grandi magazzini — dei primi «completi» ricevitore-televisore a colori, lettore videocassette e telecamera, venduti al prezzo di 1.600 dollari.

I completi sono disponibili in 18 punti di vendita della regione di Chicago. I lettori e le cassette sono prodotte dalla Cartridge TV Inc., filiale della Avco.

VHF

a cura dell'Ing. C. TOMASINI

I CONVERTITORI

I transistori MOSFET a doppio gate sono sempre più impiegati in una notevole parte dei circuiti VHF. Il loro impiego consente di realizzare amplificatori a radio frequenza stabili, con basso rumore ed alto guadagno e miscelatori di semplice uso e facile taratura.

I MOSFET presentano intrinseci vantaggi, non reperibili in altri componenti. Possono sopportare forti segnali e offrono caratteristiche di intermodulazione come quelle di un pentodo, mentre la stabilità, il guadagno e il rumore sono decisamente migliori. Hanno bassa capacità e alta impedenza di ingresso e uscita, consentendo quindi facile realizzazione di circuiti accordati nella gamma VHF. Mantengono le proprie caratteristiche fondamentali in una gamma di frequenze molto vasta.

Grazie a questo insieme di proprietà è relativamente semplice progettare convertitori VHF e amplificatori radio frequenza fino a 432 MHz; per coprire una vasta gamma di frequenze è sufficiente cambiare qualche componente passivo, cosa impossibile da realizzare con altri sistemi.

I MOSFET a limitazione di tutti questi vantaggi, presentano purtroppo l'inconveniente di una certa facilità ad andare in cortocircuito quando sottoposti a cariche elettrostatiche o a notevoli tensioni a radio frequenza. E' perciò necessario osservare alcune precauzioni durante le operazioni di montaggio e collaudo.

Circolano molti suggerimenti relativi alle precauzioni da adottare; in realtà la pratica dei radioamatori consiglia le seguenti:

— Non inserire o togliere il MOSFET quando una qualsiasi tensione, anche minima, compare ancora ai piedini dello zoccolo.
— Il MOSFET può essere danneggiato persino dalle minime scariche elettrostatiche che si possono generare tra le dita di una mano.
— Il sistema di protezione più sicuro contro le scariche statiche è quello di immergere in acqua le proprie mani, gli utensili di montaggio ed il MOSFET stesso (tanto il suo contenitore è stagno).

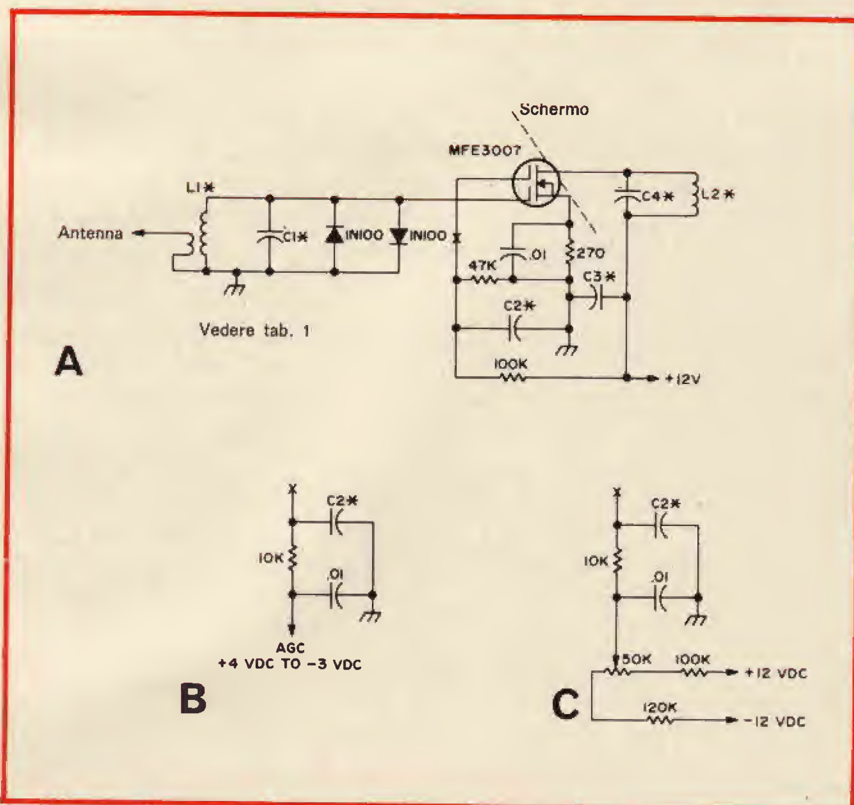


Fig. 1 - Il circuito base dell'amplificatore a radio frequenza (1 A) e le varianti (1B e 1C) che vanno introdotte nel punto segnato X per ottenere un controllo automatico di guadagno.

Tabella I: Componenti dello stadio RF

Freq.	L1 L2	C1 C4	C2 C3	Guadagno tipico
50 MHz	8 Spire AWG 22 avvolte strette su un supporto da 7-8 mm. Per l'ingresso avvolgere 3 spire su L1	10 pF	1500 pF	24 dB
144 MHz	4 Spire AWG 20 su un supporto diametro 20 mm lunghezza 12. Per l'ingresso predisporre presa intermedia su L1 ad una spira dall'estremità a massa	8 pF a tubetto	1000 pF	20 dB
220 MHz	Idem come sopra	8 pF a tubetto	1000 pF	18 dB
432 MHz	Filo AWG 12, lunghezza 60 mm. Presa intermedia per L1 a 25 mm. Per L2 a 40 mm	3 pF a tubetto	500 pF	12 dB

Tabella II: Componenti del miscelatore, dipendenti dalla frequenza di ingresso.

Freq.	L1 C1	C2	Guadagno tipico
50 MHz	Come L1 C1 in tabella I, senza prese intermedie	47 pF	15 dB
144 MHz	Idem	30 pF	12 dB
220 MHz	Idem	22 pF	9 dB
432 MHz	Idem	6,8 pF	6 dB

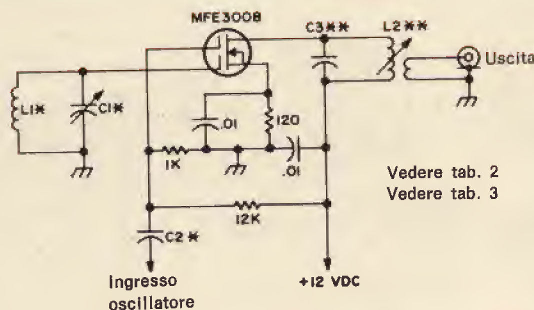


Fig. 2 - Il miscelatore, tutti i componenti segnati con un asterisco dipendono dalla frequenza di ingresso, quelli segnati con due asterischi dalla frequenza intermedia.

Occorre prendere delle precauzioni anche contro l'influenza di forti campi elettromagnetici a radio frequenza; è consigliabile usare due buoni relè in serie fra trasmettitore e convertitore, al fine di garantire il massimo isolamento. Occorre anche limitare con diodi contrapposti la tensione di ingresso al primo amplificatore R.F. a 0,7 V picco-picco, e ridurre al minimo la lunghezza del cablaggio per evitare accoppiamenti parassiti. Inoltre è necessario schermare l'intero convertitore e possibilmente anche ciascuno stadio.

I diversi circuiti illustrati impiegano transistori della Motorola, che possono essere sostituiti da tipi equivalenti della RCA.

Il circuito base dell'amplificatore R.F. (fig. 1 A) viene normalmente impiegato direttamente in sistemi VHF; tuttavia è possibile introdurre un controllo automatico di guadagno; per questo occorre aprire il circuito al gate 2 e aggiungere i circuiti 1B o 1C. In tutte le figure i componenti dipendenti dalla frequenza sono segnati con asterisco e i loro valori segnati nelle varie tabelle; in particolare vedere la tabella I per la figura 1. I vari stadi a R.F. possono essere collegati in cascata accoppiando L2 del primo stadio con L1 del secondo stadio, mediante un avvolgimento di 2 o 3 spire.

Per frequenze fino ai 6 metri uno stadio è più che sufficiente, mentre per frequenze oltre i 2 metri sono necessari due stadi per avere le migliori prestazioni. L'amplificatore R.F. può essere usato anche come moltiplicatore nelle catene di oscillatori, sebbene per ragioni di economia sia da preferire lo schema che impiega l'MPF 102.

In figura 2 i componenti segnati con un asterisco dipendono dalla frequenza di ingresso, mentre quelli segnati con due asterischi variano al variare della frequenza intermedia; i rispettivi valori sono elencati nelle tabelle II e III.

Per quanto riguarda le varie frequenze intermedie elencate in tabella III, occorre notare quanto segue:

— La F.I. 10 MHz va bene per i 50 MHz, non per le altre bande.

— La F.I. 14 MHz va bene per i 50 MHz e può essere accettata anche per i 144 MHz.

— Le F.I. 28 MHz e 30 MHz vanno bene per tutta la gamma tra i 50 e 220 MHz, da impiegare con i 432 MHz solo se non si può farne a meno.

— La F.I. 50 MHz è ideale per i 432 MHz e può essere usata anche per i 220 MHz.

In figura 3 sono presentate diverse possibili soluzioni di oscillatori; per tutte le tre versioni valgono le seguenti considerazioni generali: impiegando mixer con MOSFET è sempre consigliabile mantenere il livello della tensione eterodina tra 0,5 e 1 V picco-picco. Certo con una tensione così modesta non si ottengono grandi guadagni di conversione, ma si garantisce il minimo di risposte spurie; comunque anche con solo 0,5 V si ottengono guadagni tra 6 e 15 dB secondo le frequenze.

Tra i circuiti presentati in figura 3 il più semplice è quello a quarzo che impiega il 2N706, mentre gli altri sono più costosi e più critici da regolare. Notare che nei due circuiti con oscillatori a quarzo occorre introdurre una presa intermedia nella bobina di uscita, per mantenere la tensione al livello desiderato. I valori dei componenti per diverse frequenze sono indicati in tabella IV.

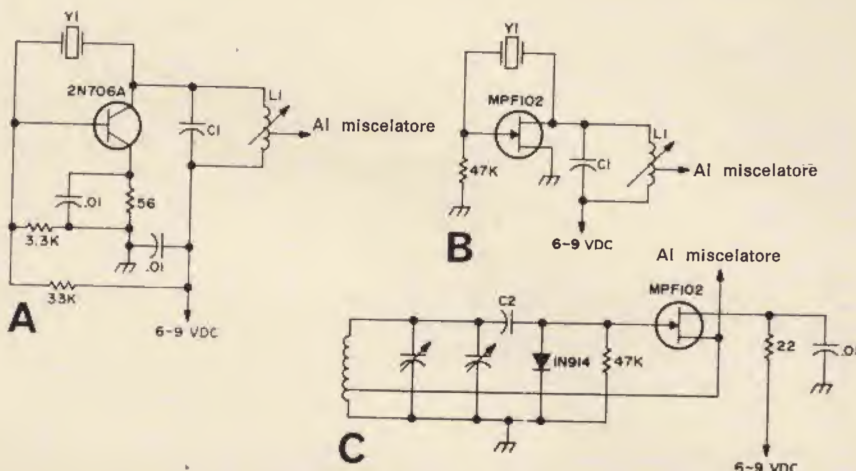


Fig. 3 - Diversi tipi di oscillatori: in ordine di difficoltà di realizzazione e regolazione si può dire che il più semplice è 3A, il più critico 3C.

Tabella III: Componenti del miscelatore, dipendenti dalla freq. di ingresso

Freq.	L2	C3
10 MHz	14 spire AWG 22 avvolte strette su un supporto Ø 9 mm	180 pF
14 MHz	9 spire AWG 22 avvolte strette su un supporto Ø 9 mm	120 pF
28 MHz	6 spire AWG 22 avvolte strette su un supporto Ø 9 mm	18 pF
30 MHz	Idem come sopra	15 pF
50 MHz	8 spire AWG 22 avvolte strette su un supporto Ø 6 mm	10 pF

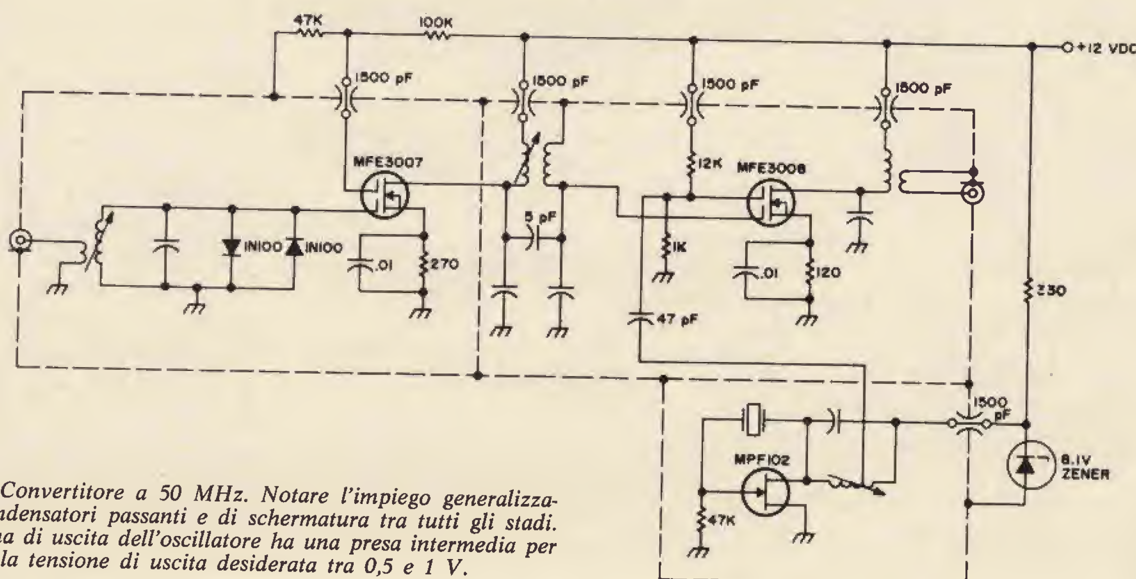


Fig. 4 - Convertitore a 50 MHz. Notare l'impiego generalizzato di condensatori passanti e di schermatura tra tutti gli stadi. La bobina di uscita dell'oscillatore ha una presa intermedia per ottenere la tensione di uscita desiderata tra 0,5 e 1 V.

Tabella IV: Componenti dell'oscillatore e del moltiplicatore.

Banda MHz	F.I. MHz	Quarzo MHz	Oscillatore	C. Oscillatore	L. Moltipl.	C. Moltipl.
50	10	40	10 spire filo AWG 22 supporto Ø 6	12 pF	—	—
50	14	36	Idem come sopra	15 pF	—	—
144	28	38,66667	Idem come sopra	12 pF	6 spire AWG 20 supporto Ø 7,5 lunghezza 12	Trimmer 10 pF
144	30	38	Idem come sopra	12 pF	Idem come sopra	Idem come sopra
220	28	64	6 spire filo AWG 28 supporto Ø 6	6,8 pF	4 spire filo AWG 16 supporto Ø 9 lunghezza 15	Idem come sopra
220	30	63,3333	Idem come sopra	6,8 pF	Idem come sopra	Idem come sopra
432	50	63,66667	Idem come sopra	6,8 pF	Idem come sopra	Idem come sopra

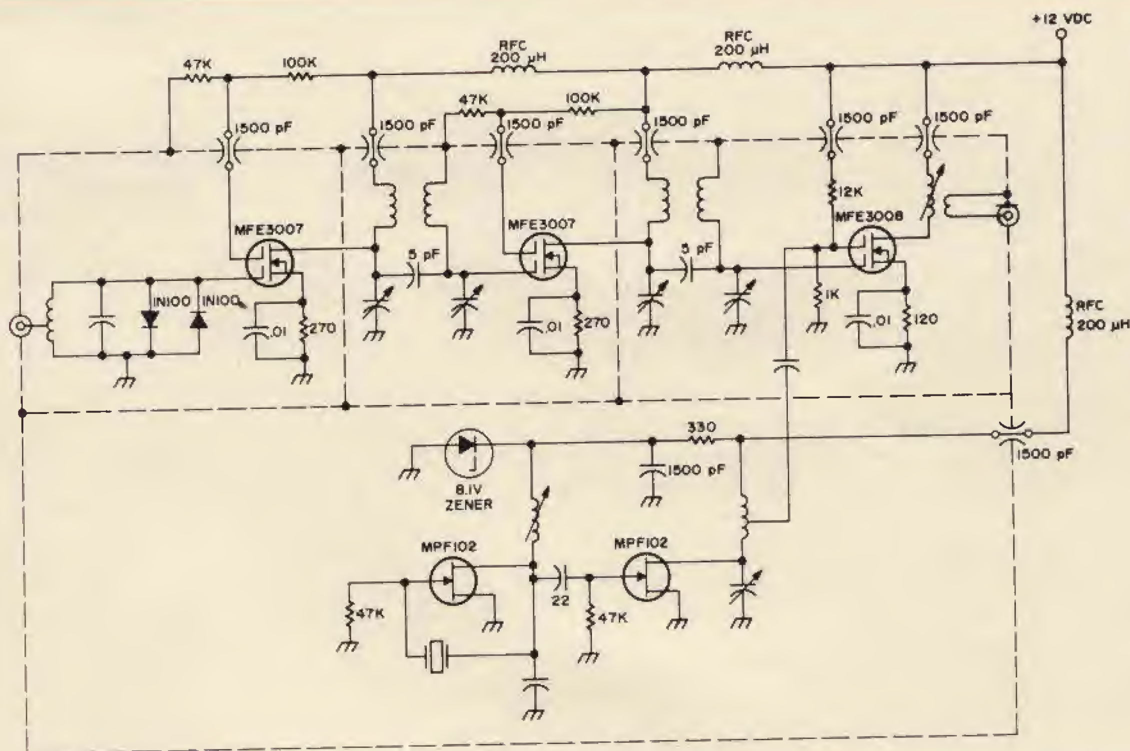


Fig. 5 - Schema di un convertitore per 144 o 220 MHz che mostra l'impiego del FET MPF 102 come moltiplicatore. Anche in questo caso il segnale dall'oscillatore si preleva con una presa intermedia. I valori dipendenti dalla frequenza sono indicati nelle tabelle I - IV.

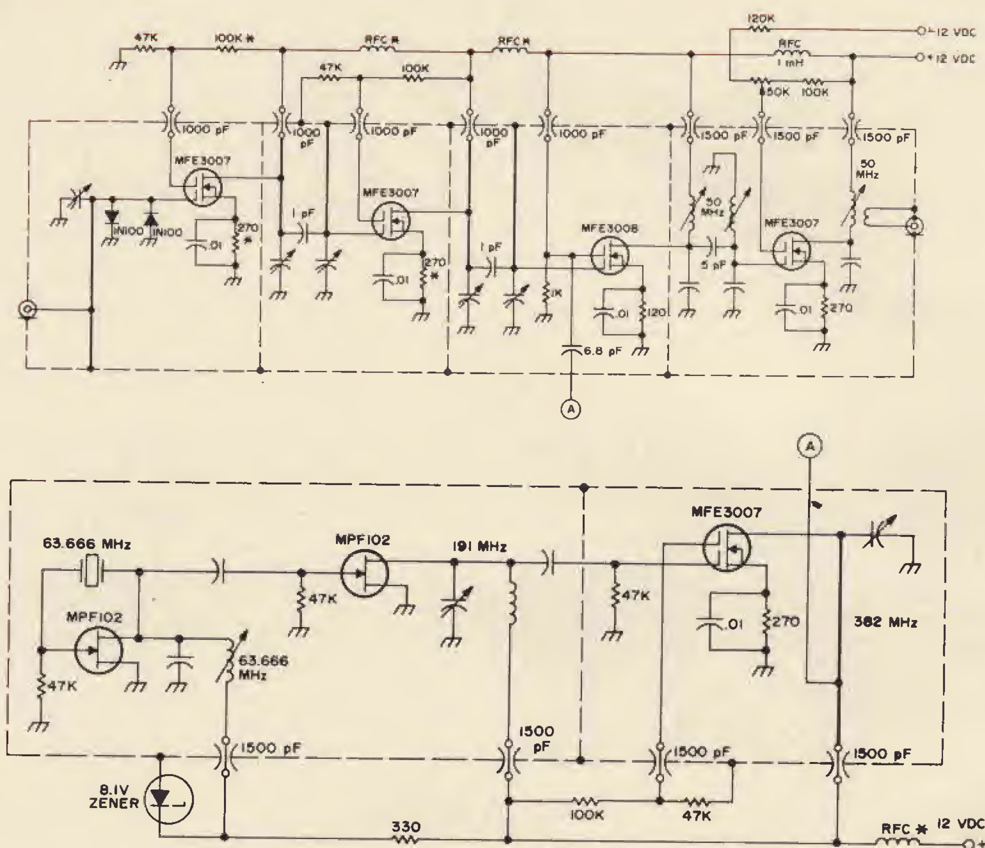


Fig. 6 - Nel convertitore a 432 MHz viene impiegato l'MFE 3007 come duplicatore per assicurare un adeguato livello di segnale dall'oscillatore. I valori dipendenti dalla frequenza sono indicati dalle tabelle.

NOTE COSTRUTTIVE

L'impiego di uno schermo magnetico posto tra bobine di ingresso e di uscita dell'amplificatore a radio frequenza è assolutamente necessario, così come l'impiego di condensatori passanti in tutte le posizioni soggette a instabilità e perdite a radiofrequenza. Anche l'impiego di circuiti stampati è sconsigliato per le perdite a radio frequenza; conviene usare i vecchi e collaudati sistemi di montaggio su telaio.

Seguendo le indicazioni degli schemi qui presentati, qualsiasi amatore un po' esperto ed attento, potrà realizzare convertitori di elevate prestazioni. L'unica ricerca di carattere empirico sarà quella necessaria a trovare il massimo rapporto segnale disturbo nei vari circuiti; per questo sarà necessario in qualche caso variare i valori indicati nelle varie tabelle.

Un hobby intelligente ?
diventa radioamatore
e per cominciare, il nominativo ufficiale d'ascolto
basta iscriversi all'ARI
filiazione della "International Amateur Radio Union"
in più riceverai tutti i mesi
radio rivista
organo ufficiale dell'associazione.
Richiedi l'opuscolo informativo allegando L. 100 in francobolli per rimborso spese di spedizione a:
ASSOCIAZIONE RADIOTECNICA ITALIANA - Via D. Scarlatti 31 - 20124 Milano

IL RUMORE NELLE ANTENNE RICEVENTI

a cura di L. BIANCOLI

L'articolo che segue può presentare numerosi aspetti interessanti per chi si occupa di ricetrasmissione poiché analizza i principi fondamentali in base ai quali i segnali di rumore, i segnali parassiti, ecc., nelle loro varie forme, limitano le prestazioni delle antenne riceventi. Oltre a ciò nell'articolo viene fatto particolare riferimento alle antenne incorporate nelle apparecchiature di ricezione, definite col termine di elementi «ultra-miniatura».

Una delle principali difficoltà che i principianti nel campo della radiotecnica incontrano (e che a volte costituisce un problema anche per gli esperti) consiste nelle relazioni che intercorrono tra il rumore nelle sue varie manifestazioni, e le prestazioni di un sistema di antenna per ricezione.

Considerando il problema sotto un diverso aspetto, la difficoltà citata consiste nello stabilire quale dovrebbe essere la sensibilità ideale di un sistema di antenna per ricezione, e quale sia il grado più elevato della sensibilità utile per un determinato tipo di ricezione.

Ebbene, questo articolo, rilevato su «73 Magazine», discute questi argomenti sotto un profilo generale, evitando di addentrarsi in argomentazioni matematiche.

Per la verità, i calcoli matematici relativi alle antenne riceventi, che si basano su termini particolari come ad esempio il rapporto tra segnale e rumore, il fattore rumore, i livelli di sensibilità in dBm, ecc., non sono estremamente complicati, a patto che si disponga almeno delle cognizioni fondamentali in fatto di aritmetica e di algebra. Tuttavia, per quanto riguarda il compito che deve essere svolto dalla maggior parte dei dilettanti, non occorre neppure sfiorare questi calcoli matematici se si tratta semplicemente di eseguire delle prove per migliorare le prestazioni di un'antenna ricevente.

L'esigenza principale in base alla quale è possibile eseguire esperimenti significativi svolti in una direzione utile consiste semplicemente nel comprendere le relazioni che intercorrono tra i diversi elementi di una antenna ricevente, e nello stabilire come le eventuali variazioni delle caratteristiche di uno dei suddetti elementi esercita una importante influenza agli effetti della prestazione globale del sistema.

I CRITERI FONDAMENTALI DI RICEZIONE

Affinché un segnale trasmesso possa essere ricevuto con tutti i suoi dettagli, e riprodotto in modo tale da consentirne l'identificazione, la relativa tensione, così come essa si presenta in corrispondenza dell'uscita del ricevitore, deve presentare un determinato livello al di sopra del rumore di sottofondo. Questo criterio è particolarmente vero nei confronti delle trasmissioni ad onde persistenti con modulazione vocale, quando cioè l'eventuale operatore costituisce l'ultimo «dispositivo di elaborazione» dell'impianto di ricezione.

Tale criterio può però non essere vero nei confronti della trasmissione di segnali che vengono elaborati soltanto elettronicamente. L'entità con la quale il segnale intelliggibile deve essere al di sopra del livello del rumore di sottofondo, affinché un operatore sia in grado di comprendere le caratteristiche del segnale, di identificarle, e di analizzarle, dipende da diversi fattori.

Per un operatore dotato già di notevole esperienza, il segnale radiofonico deve presentare un livello di solo pochi decibel al di sopra di quello del rumore, per permetterne la riproduzione identificabile. Se la modulazione è costituita soltanto da voce parlata, è possibile che alcune parole vengano udite anche quando il segnale presenta pochissimi decibel di livello al di sopra di quello del rumore, sebbene, per ottenere una perfetta chiarezza di ciò che viene comunicato, sarebbe più opportuno che il segnale utile fosse di ampiezza superiore a quella del rumore di almeno 10 o 20 dB.

Le considerazioni di cui sopra subiscono ulteriori complicazioni per il fatto che, se l'operatore della stazione ricevente è già in possesso di nozioni generiche sull'argomento trattato nella comunicazione radiofonica, egli potrà automaticamente sostituire le parti mancanti della trasmissione, e seguirne il nesso logico. In altre parole, per fare un esempio pratico, supponiamo che chi trasmette stia parlando del tempo

atmosferico della zona nella quale egli si trova. Se durante la conversazione egli intende dire che in quel momento il «cielo è nuvoloso», e la parola «cielo» viene soppressa o resa irriconoscibile da segnali parassiti, è intuitivo che chi riceve, sapendo di che cosa si stia parlando, e sentendo la frase «il ... è nuvoloso» non potrà non capire automaticamente che la parola mancante è proprio «cielo».

Per contro, se l'argomento della conversazione è nuovo o comunque sconosciuto, è assai improbabile che una parola mancante agli effetti dell'intelligibilità possa essere individuata, se non chiedendone la ripetizione al momento opportuno.

Questo tipo di situazione si verifica assai spesso, ad esempio quando viene stabilito un contatto radiofonico, e quando vengono irradiate le solite informazioni «RSP», «QTH» ed il nome.

Molti «QSO» vengono trascurati dopo che tali informazioni sono state irradiate, in quanto chi si trova al comando della stazione ricevente non sa più cosa aspettare (ed in ciò si parte dal presupposto che la velocità di interpretazione dei segnali da parte dell'operatore della stazione ricevente sia sempre adeguata).

Di conseguenza, esiste una caratteristica umana fondamentale, che esercita una notevole influenza in qualsiasi tipo di ricezione radiofonica, in base alla quale l'unica definizione pratica che può essere stabilita è che l'operatore umano nei confronti della ricezione acustica deve necessariamente disporre di un segnale in certo qual modo superiore di livello al segnale di rumore, affinché i segnali ricevuti risultino intelligibili.

IL RUMORE NEGLI IMPIANTI DI RICEZIONE

Partendo dalla sorgente del segnale irradiato, vale a dire dal trasmettitore, e partendo dal presupposto che il contenuto di rumore del segnale irradiato sia trascurabile, l'entità di questo segnale, nelle immediate vicinanze dell'antenna trasmittente, è notevolmente maggiore che non l'entità del rumore elettrico.

Tuttavia, mano a mano che il segnale stesso si propaga, la sua intensità diminuisce proporzionalmente. In corrispondenza del punto di ricezione, il livello dei segnali di disturbo non può più essere considerato trascurabile rispetto al segnale utile: infatti, il contenuto di rumore del segnale ricevuto è dovuto solitamente ad una combinazione di diversi tipi di segnali, tra i quali sono da citare i disturbi atmosferici, i disturbi di origine cosmica, e quelli derivanti da apparecchiature elettriche funzionanti a terra o nell'aria, e dovute alla necessità da parte del genere umano di farne uso.

Alcune di queste particolari sorgenti di rumore sono citate nel grafico di **figura 1**, che ne precisa anche le variazioni col variare della frequenza. Come è facile riscontrare, i segnali di disturbo di origine atmosferica possono variare a seconda della stagione, della temperatura, delle condizioni atmosferiche, ecc., come pure col variare della frequenza. Inoltre, un altro fattore determinante sotto questo aspetto è la posizione geografica. Il tipo di rumore che in genere predomina dipende infatti dalla posizione particolare.

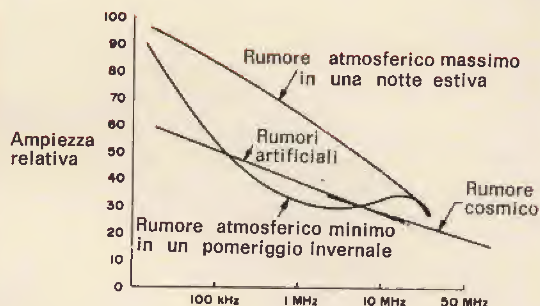


Fig. 1 - Principali sorgenti di rumore che possono esercitare una certa influenza agli effetti della ricezione. L'ampiezza esatta dipende dalla posizione. L'ampiezza relativa illustrata è quella tipica riscontrata sulle coste centrali dell'Atlantico.

I rumori prodotti dall'uomo costituiscono invece un fattore particolarmente incognito in qualsiasi posizione.

L'altra sorgente di rumore si presta in certo qual modo alle previsioni ed ai calcoli, per cui è abbastanza facile ottenere delle carte particolari, mappe, ecc., che ne precisano l'entità e la provenienza.

A questo punto — tuttavia — la considerazione più semplice, sebbene molto importante, consiste nel fatto che, come si osserva nel grafico di **figura 2**, un segnale desiderato arriva nel punto di ricezione con un livello ben definito rispetto al livello dei segnali di disturbo presenti nello stesso punto.

Indipendentemente dalla possibilità di eliminare i rumori prodotti dall'uomo, l'operatore della stazione ricevente non può purtroppo adottare alcun provvedimento per quanto riguarda questo rapporto tra i livelli del segnale utile e quello dei segnali rumore.

L'argomento successivo nelle diverse fasi di ricezione (oppure il primo argomento, a seconda di come le diverse fasi vengano considerate nella loro sequenza) risiede nell'accoppiamento consentito da un'antenna. Il fatto di considerare l'antenna come un dispositivo di accoppiamento è assai utile per rammentare che essa costituisce il mezzo di passaggio verso la parte restante dell'impianto di ricezione, sia per i segnali utili, sia per i rumori esterni.

Sfortunatamente, questo sistema di accoppiamento implica in certo qual modo un flusso di corrente, ed è quindi importante precisare che qualsiasi passaggio di corrente è suscettibile di produrre del rumore.

L'entità del rumore prodotto è riferita direttamente alle perdite che caratterizzano le prestazioni del sistema di antenna. Queste perdite (identificabili con l'attenuazione del segnale) riducono l'ampiezza del segnale utile e del rumore, ma introducono contemporaneamente anche altri tipi di rumore. Il fatto che la ampiezza del segnale utile e quella dei segnali parassiti assumano un nuovo rapporto costituisce il motivo

principale per il quale l'intero sistema di ricezione subisce un peggioramento qualitativo nel funzionamento, nel senso che il segnale che si desidera ricevere non è il solo che subisce la suddetta attenuazione.

Per il momento, supponiamo però che il rapporto di ampiezza tra segnale e rumore non subisca alterazioni durante il procedimento di accoppiamento attraverso l'antenna.

L'altra fonte di rumore che normalmente si aggiunge è quella costituita dagli stadi di preamplificazione, sempre che essi siano presenti nel ricevitore.

Come si osserva nel grafico di figura 2, questa sorgente di rumore sembra avere un livello inferiore a quello della parte di rumore del segnale e degli altri rumori che vengano eventualmente accoppiati. Il dispositivo di amplificazione aumenta l'entità di entrambi i tipi di segnali (segnale utile e disturbo) che passano attraverso l'antenna. Di conseguenza, l'uscita consiste in un segnale utile ed in un segnale rumore, entrambi amplificati, con l'aggiunta del rumore prodotto dallo stesso circuito di amplificazione.

Se gli stadi di amplificazione sono stati accuratamente progettati, il rapporto tra il livello del segnale utile e quello del segnale rumore riscontrabile in uscita corrisponde abbastanza approssimativamente al rapporto che può essere riscontrato all'ingresso. Tuttavia, tale rapporto non può essere mai migliore.

Se un segnale di ingresso costituito dal segnale utile e dai segnali parassiti viene applicato direttamente ad un ricevitore, in condizioni tali per cui la quantità di rumore sia inferiore a quella del rumore prodotto dal ricevitore, quest'ultimo è in grado di «mascherare» una parte del segnale utile, per cui si ottiene in definitiva un rapporto tra segnale e rumore più scadente all'uscita del ricevitore, rispetto al rapporto che poteva essere riscontrato all'ingresso.

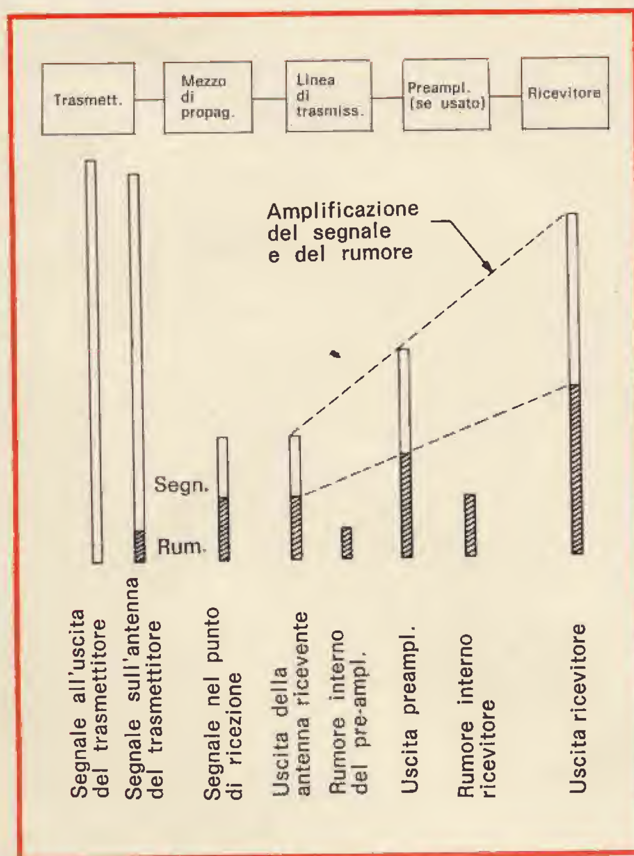


Fig. 2 - Questo secondo grafico rappresenta invece l'effetto del rumore e dell'amplificazione che si riscontra in vari punti presenti tra l'uscita del trasmettitore e l'uscita del ricevitore.

D'altro canto, se il livello del rumore prodotto internamente al generatore è talmente basso che esso viene sempre superato dal contenuto del rumore del segnale ricevuto, l'impiego di un preamplificatore è del tutto inutile.

In tali circostanze, l'aggiunta di un preamplificatore non serve che ad ottenere suoni di maggiore potenza, ma non è affatto in grado di migliorare il rapporto tra segnale e rumore riscontrabile all'uscita del ricevitore rispetto al valore che tale rapporto avrebbe se il segnale di ingresso venisse elaborato direttamente dal ricevitore. Infatti, se si fa uso di un preamplificatore con prestazioni scadenti, caratterizzato da un livello di rumore interno maggiore di quello che sussiste nello stesso ricevitore, l'uso del preamplificatore non può che peggiorare le prestazioni dell'intero sistema di ricezione.

A questo punto, è bene osservare che in tutti i circuiti in cui un segnale viene elaborato, amplificato, rivelato, eventualmente convertito di frequenze, ecc., lo scopo consiste nel conservare il più possibile il rapporto tra segnale e rumore presente all'ingresso, amplificandolo al punto tale che esso risulti di ampiezza sufficiente per eccitare qualsiasi tipo di trasduttore acustico. Se questa semplice idea viene sempre tenuta nella dovuta considerazione, risulterà ovvio il motivo per il quale è indispensabile evitare il più possibile le perdite nell'intero circuito di ricezione, ed anche per quale motivo gli eventuali preamplificatori devono essere installati il più possibile nelle immediate vicinanze del punto di ricezione, onde evitare che vengano aggiunti rumori parassiti estranei alla ricezione stessa.

In altre parole, se il segnale ricevuto è piuttosto debole, tanto cioè quanto basta per imporre l'impiego di un preamplificatore di antenna, è chiaro che questo ultimo non può essere installato nelle immediate vicinanze del ricevitore, soprattutto se la discesa di antenna presenta una certa lunghezza, in quanto attraverso la suddetta linea il segnale utile subisce inevitabilmente delle perdite che impongono da parte del preamplificatore un guadagno notevole, allo scopo di porvi rimedio. Di conseguenza, la forte amplificazione da parte di questi stadi di compensazione determinano anche la forte amplificazione dei disturbi facenti parte del segnale, e di quelli prodotti dallo stesso circuito di pre-amplificazione. Ne deriva che l'eventuale preamplificatore deve essere installato prima della linea di trasmissione, ossia tra gli elementi captatori e l'ingresso della linea: con questo provvedimento, il segnale utile viene aumentato di ampiezza prima dello eventuale manifestarsi delle perdite attraverso la linea, a tutto vantaggio del rapporto tra segnale e rumore.

L'ANTENNA RICEVENTE

Da quanto detto sin qui, sembrerebbe che la minima esigenza nei confronti di un'antenna ricevente consiste nel fatto che essa sia abbastanza grande per captare il segnale con ampiezza notevolmente maggiore di quello del rumore prodotto internamente allo impianto di ricezione. In tali condizioni, potrebbe, essere ricevuto qualsiasi tipo di segnale, in quanto, affinché ne sia possibile la ricezione, esso deve presentare un livello maggiore di quello del rumore esterno.

Questo concetto è fondamentalmente esatto. Tuttavia, in base a queste considerazioni, è istintivo chiedersi quale valore abbiano gli elementi di un'antenna direttiva, in fatto di ricezione.

Un'antenna direttiva può presentare un guadagno di diversi decibel pur essendo ancora un dispositivo passivo, per cui non è in grado di amplificare nel vero senso della parola un qualsiasi segnale in arrivo. In altre parole, un'antenna non può introdurre un guadagno agli effetti della ricezione, nel senso che non può amplificare realmente il segnale in arrivo. Ciò che invece un'antenna direttiva può fare è illustrato nel grafico di **figura 3**.

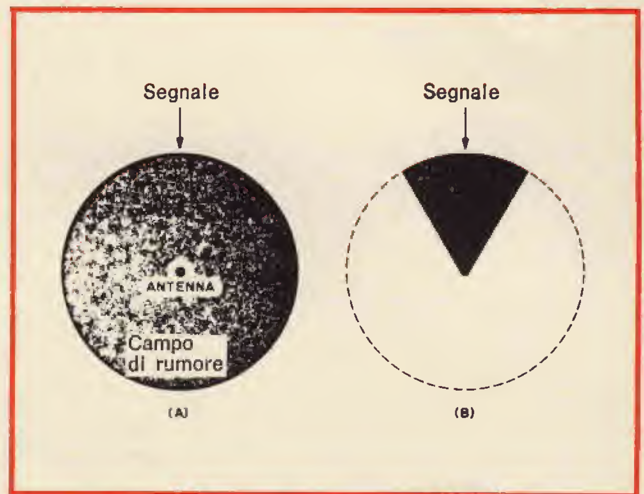


Fig. 3 - Il vantaggio della direzionalità dell'antenna (B) agli effetti della ricezione, rispetto al responso di un'antenna panoramica (A) consiste nel fatto che il rumore proveniente da direzioni diverse da quelle del segnale utile viene discriminato rispetto a quest'ultimo.

L'antenna panoramica (A) riceve i segnali provenienti da qualsiasi direzione ma — ciò che è più importante — riceve anche i segnali provenienti da una sola direzione. In tal caso, il rapporto tra segnale e rumore in corrispondenza dei terminali dell'antenna viene migliorato nel senso che si riduce l'entità globale del rumore captato dall'antenna.

A questo punto, è bene precisare che i termini di «guadagno» e di «direzionalità» sono tra loro correlati sebbene corrispondano a differenti definizioni. Entrambi questi valori possono essere espressi in decibel, e — per alcuni tipi di antenne — il loro valore è sostanzialmente uguale. Ad esempio, una grossa antenna a raggio presenta un certo guadagno agli effetti della trasmissione, e — solitamente — presenta una eguale caratteristica di direzionalità agli effetti della ricezione. Per contro, un'antenna di dimensioni assai ridotte può presentare un elevato fattore di direzionalità (come ad esempio nel caso del telaio), mentre non presenta assolutamente alcun guadagno.

Se da un lato un'antenna molto piccola può presentare la medesima direzionalità di un'antenna di grandi dimensioni, almeno per quanto riguarda la ricezione, sorge spontaneamente il quesito relativo ai motivi per i quali non si fa solitamente uso di un'antenna di dimensioni ridotte nel campo della sola ricezione.

Di conseguenza, se un operatore nel campo della rice-trasmissione può installare soltanto un'antenna trasmittente di tipo modesto, dovrebbe essere per lui del pari possibile disporre di un'antenna ricevente assai efficiente.

La situazione assume aspetti ancora più complessi, se si considera che — almeno in teoria — una antenna di dimensioni fisiche assai ridotte permette di captare la medesima quantità di segnale che può essere captata da un'antenna di dimensioni notevoli. La quantità del segnale captato da un'antenna in se stessa non è infatti una funzione diretta delle sue dimensioni fisiche.

Il vantaggio principale derivante dall'impiego di un'antenna di grandi dimensioni consiste nel fatto che l'impedenza presente ai suoi terminali è tale da consentirne l'adattamento diretto ad una linea di trasmissione o a qualsiasi tipo di circuito di accoppiamento, per quanto semplice esso sia, per cui si ottiene il trasferimento del segnale dall'antenna al circuito di ricezione, col massimo rendimento.

Le recenti ricerche che sono state compiute nei confronti delle antenne di tipo miniatura ed ultraminiatura sono state svolte con lo scopo principale di identificare un metodo efficace per trasferire l'energia proveniente dalle antenne di dimensioni ridotte.

Gli stadi di amplificazione a transistori sono stati usati come dispositivi di accoppiamento in sostituzione dei circuiti accordati, per adattare l'impedenza dei terminali fortemente reattiva di un'antenna molto corta, in funzione della lunghezza d'onda.

Un altro metodo di approccio è stato adottato assai semplicemente per impiegare un tratto di antenna di lunghezza appena sufficiente, in grado cioè di captare teoricamente una quantità di rumore atmosferico maggiore del rumore interno di un impianto di ricezione.

Un'antenna di questo tipo — ad esempio — può essere lunga soltanto pochi centimetri, per qualsiasi lunghezza d'onda al di sopra della gamma delle onde medie. In tal caso, l'antenna viene applicata all'ingresso di uno stadio di pre-amplificazione caratterizzato da un'impedenza di ingresso estremamente elevata, per cui nessun effetto di carico compromette le prestazioni dell'elemento captante.

Tuttavia, qualunque sia il sistema adottato, il fattore di rumore entra sempre nel quadro delle situazioni, in quanto lo stadio o gli stadi a transistori costituiscono sempre parte integrante dell'antenna, indipendentemente dal fatto che gli stadi servono soltanto per l'adattamento, o anche per la preamplificazione.

Le antenne attive funzionano, ma la possibilità di stabilire se vale la pena di costruire con molta cura un'antenna attiva impiegando componenti a bassissimo rumore, oppure tentate semplicemente di realizzare un'antenna convenzionale costituita da elementi di grandi dimensioni, è piuttosto discutibile.

Dopo tutto, esistono pochissime circostanze nelle quali non sia possibile allestire qualche tipo di antenna che presenti una lunghezza maggiore di poche diecine di centimetri.

LE PROVE DI RUMORE

Anche dopo aver in certo qual modo compreso il ruolo che il rumore svolge negli impianti di ricezione, è possibile compiere un'analisi soggettiva dell'influenza che i diversi componenti esercitano sull'intero sistema di ricezione.

Ad esempio, se i terminali di un ricevitore sono applicati ad un carico di tipo resistivo, il controllo di sintonia dell'antenna deve poter determinare un aumento ben definito del livello del rumore in una certa posizione. Aggiungendo poi al ricevitore una linea di trasmissione chiusa sull'impedenza opportuna, la medesima variazione di sintonia deve ancora verificarsi, ed il livello di uscita del rumore deve essere il medesimo, oppure deve essere leggermente maggiore di quello precedentemente riscontrato.

Se si fa uso di un preamplificatore, e se i terminali della discesa di antenna vengono adeguatamente caricati, il livello del rumore non deve aumentare se il guadagno del ricevitore viene regolato in modo tale da compensare il guadagno del preamplificatore.

Il modo migliore, naturalmente, per controllare la efficacia del pre-amplificatore o di qualsiasi dispositivo analogo che venga aggiunto prima del ricevitore, in modo tale da poter supporre un miglioramento delle prestazioni, consiste nella prova pratica di ricezione. Se il preamplificatore viene inserito e disinserito, e se, inserendolo è possibile ricevere nitidamente un segnale che senza il preamplificatore non può essere ricevuto, si può avere la certezza assoluta che il suo impiego è opportuno.

Si noti tuttavia che, se il segnale che può essere ricevuto senza il preamplificatore sembra soltanto più intenso con l'aggiunta del dispositivo, ciò non ha alcun significato agli effetti del preamplificatore, ad eccezione del fatto che esso aggiunge un certo guadagno.

E' possibile controllare un'antenna rispetto ad una altra avendo molta cura nel mantenere costante il guadagno dell'intero sistema di ricezione, e notando quale antenna, oppure quale eventuale modifica di una di esse, permette di ottenere il miglior rapporto tra segnale e rumore all'uscita del ricevitore, indipendentemente dall'intensità che i segnali utili presentano all'uscita.

Una volta ottenuto il miglior rapporto tra segnale e rumore, la potenza di uscita può essere sempre migliorata aggiungendo in qualsiasi punto dell'impianto di ricezione un dispositivo che aumenti il guadagno.

CHEMTRONICS

TROL - AID

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto elettrico ad alta tensione, in bombole spray da:
g 85 **LC/0440-00** - g 227 **LC/0450-00**

TUN - O - LUBE

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto strisciante di commutatori in alta tensione, in bombole spray da:
g 85 **LC/0490-00**
g 227 **LC/0500-00** - g 454 **LC/0510-00**

CONTACT - KLEEN

Liquido per lubrificare e pulire contattori relè e termostati, in bombola spray da:
g 227 **LC/0620-00**

NO - ARC

Liquido isolante per impedire la formazione dell'arco e per eliminare l'effetto corona, in bombola spray da:
g 227 **LC/0820-00**

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI DELL'ORGANIZZAZIONE G. B. C. IN ITALIA



UNA BARRIERA PER LIMITARE I DISTURBI IN UN RICEVITORE

a cura del Cap. L.C. Paolo MASSA

Un radioamatore è in sintonia su di una emittente radio. I segnali sgorgano in cuffia chiari e forti. Ad un certo momento una signora «X» inserisce nella spina della rete il suo aspirapolvere per eseguire la pulizia quotidiana. Contemporaneamente l'S meter del ricevitore impazzisce ed in cuffia si sentono soltanto degli inqualificabili rumori.

Impotente ad eliminare tali disturbi, con i normali comandi del radioricevitore, il radioamatore, oppure l'SWL, pensa con rammarico di non aver dotato il proprio RX di un buon limitatore di disturbi.

Eppure in ogni ricevitore destinato a questo genere di radiocomunicazioni è assolutamente indispensabile la presenza di un limitatore di disturbi che sia semplice, efficace, facile da installare e che funzioni egregiamente.

Osserviamo il nostro segnale perturbatore sullo schermo di un oscilloscopio. Potremo vedere che il disturbo si piazza alla sommità dei due semi-impulsi, quello negativo e quello positivo, del segnale ad audiofrequenza.

E' evidente perciò che per evitare disturbi in ricezione sia necessario realizzare un circuito che conduca quel tanto sufficiente da permettere il passaggio del solo segnale utile e che impedisca il passaggio del disturbo che è collocato sulla sommità dei segnali di bassa frequenza.

Ovviamente tale circuito dovrà essere in grado di agire su ambedue i semicicli, positivo e negativo, del segnale richiesto.

Ai radioamatori è ben noto un circuito a valvole che compie ottimamente questa funzione e che dal nome del suo realizzatore è detto limitatore di Dickert. Noi, per rendere più semplice la costruzione e conseguire maggiore versatilità di funzionamento, abbiamo provato a realizzare un circuito a diodi a cristallo. Tale circuito, nella sua versione finale, si presenta tale quale è illustrato in figura 1.

La tensione positiva, applicata alla giunzione dei due diodi attraverso il resistore da 1 MΩ, mantiene i diodi stessi in uno stato di conduzione.

Il valore positivo è tale che il picco massimo del segnale a frequenza acustica non raggiungerà un eccesso della tensione positiva di selezionamento passando liberamente allo stadio amplificatore successivo.

Vediamo cosa accade invece a quel grande impulso di disturbo che era trasportato sul semiciclo positivo del segnale ad audiofrequenza. Su tale semiciclo l'impulso di disturbo risulterà maggiore della tensione di sblocco e pertanto la giunzione dei diodi sarà negativa rispetto alla parte rivelatrice del diodo, con il risultato che il diodo n. 1 cesserà di condurre bloccando l'impulso di disturbo stesso.

Ovviamente l'inverso si verificherà per quanto concerne l'impulso negativo. La tensione dell'impulso negativo cancellerà la tensione positiva di selezionamento e quindi bloccherà il diodo n. 2 per tutta la durata dell'impulso di disturbo.

Gli impulsi di rumore trasportati dal segnale a frequenza acustica saranno così bloccati, tanto durante il ciclo positivo quanto durante quello negativo, ed il segnale utile passerà indenne in virtù di questo semplice circuito che è costituito da 2 diodi, 1 condensatore e 3 resistori.

Qualsiasi diodo avente una resistenza inversa ragionevolmente alta può essere impiegato. Infatti **più è elevata** la resistenza inversa e maggiore è l'azione limitatrice del disturbo.

La tensione di sblocco positiva, nel circuito originale, è stata prelevata dal catodo della valvola di uscita

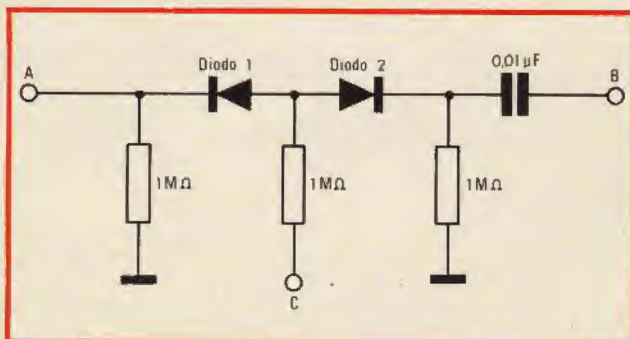


Fig. 1 - Schema elettrico del limitatore di disturbi a diodi da impiegare nei ricevitori semiprofessionali.

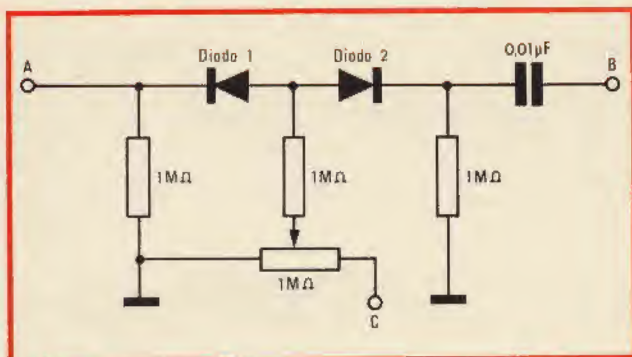


Fig. 2 - Aggiunta di un potenziometro da 1 MΩ al circuito illustrato in figura 1, allo scopo di permettere una variazione della tensione di selezionamento.

della bassa frequenza ed era dell'ordine di 5 V. In altri ricevitori tale tensione può avere dei valori molto differenti, pertanto è consigliabile l'aggiunta di un potenziometro da 1 MΩ che permette di variare la tensione di sblocco e che dovrà essere connesso in circuito come indica lo schema di figura 2.

In qualche caso può succedere di dover utilizzare una tensione di sblocco negativa. Di fronte a questa evenienza è sufficiente invertire il collegamento dei due diodi.

Si è anche pensato di prelevare la tensione di sblocco negativa dalla linea relativa al CAG.

Ammesso pertanto che la tensione del CAG abbia un valore sufficiente da consentire l'effetto di selezionamento, una tale soluzione è senz'altro possibile.

Per inserire il circuito in un ricevitore occorre staccare la connessione che fa capo al condensatore di blocco del circuito rivelatore del ricevitore. Il punto **A** sarà quindi collegato a questo condensatore mentre il filo che è rimasto scollegato farà capo al punto **B**.

Il punto C dovrà essere infine collegato alla fonte di alimentazione positiva o negativa secondo le norme suddette.

Questo limitatore di disturbi è stato sperimentato su diversi tipi di ricevitori con ottimi risultati.



LA PIÙ PICCOLA CALCOLATRICE ELETTRONICA DEL MONDO SI CHIAMA

BUSICOM



Mini calcolatrice tascabile «Busicom»
Mod. LE-80 A
8 cifre
4 operazioni fondamentali
1 memoria
Dispositivo di soppressione dello zero
Sistema automatico di cancellazione
Alimentazione: 6 Vc.c.
Dimensioni: 80 x 54 x 20
ZZ/9920-00



LE-100 A

Calcolatrice tascabile «Busicom»
Mod. LE-100 A
10 cifre
4 operazioni fondamentali
Dispositivo di soppressione dello zero
Spie luminose per segnalare un valore negativo e pile scariche
Sistema automatico di cancellazione
Alimentazione: 6 Vc.c.
Dimensioni: 122 x 65 x 22
ZZ/9914-00

A CURA DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C.

SINTETIZZATORE DIGITALE PER RADIOAMATORI

a cura di I. MASON

Una unica frequenza di riferimento determina la stabilità nel tempo e la spaziatura delle frequenze di uscita commutabili negli oscillatori a canali sequenziali (sintetizzatori). Queste apparecchiature sono particolarmente indicate ai radioamatori che impiegano la gamma delle onde ultracorte mediante stazioni ripetitrici preordinate.

Il numero dei canali FM nella banda dei 2 metri per i radioamatori è in continuo aumento. Per questo motivo i radioamatori interessati sono costretti ad approvvigionarsi continuamente di nuovi quarzi stabilizzatori per le loro trasmittenti. Per ovviare tale inconveniente si può usare un oscillatore accordabile (VFO = oscillatore a frequenza variabile) che tuttavia comporta alcuni svantaggi. Oltre che alla troppo piccola costanza di frequenza del VFO esiste la difficoltà di ottenere, con la necessaria precisione, la frequenza di canale; ciò vale specialmente nel traffico attraverso stazioni ripetitrici preordinate in cui nella commutazione ricezione - trasmissione è necessaria una ben definita variazione di frequenza dell'oscillatore nel più breve tempo possibile.

Una moderna soluzione è data dall'impiego di un oscillatore a sequenze di canali detto «sintetizzatore» dalla terminologia angloamericana di «synthesizer».

Il sintetizzatore produce un gran numero di frequenze di uscita commutabili la cui stabilità nel tempo e la spaziatura l'una dall'altra viene determinata solo da una unica frequenza di riferimento. La commutazione del segnale di uscita avviene tramite la variazione del fattore di un divisore commutabile.

L'apparecchio oggetto di questo articolo è stato previsto per il campo di frequenze di uscita di 18,500 ... 20,475 MHz e può pertanto sostituire il VFO nelle apparecchiature per radioamatori.

Vengono generati rispettivamente 80 canali trasmittenti e riceventi spaziati di 25 kHz. Essi vengono inseriti indipendentemente uno dall'altro in modo che sia possibile ogni combinazione di frequenza entro la banda dei 2 metri.

Nell'impiego di uno dei suddetti apparecchi si ricavano come frequenze di lavoro nella banda dei 2 metri:

Canale 00 = 144,000 MHz (18,500 MHz)

Canale 01 = 144,025 MHz (18,525 MHz)

e così via sino a:

Canale 79 = 145,975 MHz (20,475 MHz)

I valori fra parentesi si riferiscono alle frequenze di uscita del sintetizzatore.

Il progresso avutosi nel campo dei componenti digitali nella tecnica integrata e il loro accessibile prezzo hanno reso possibile l'utilizzazione di questi prodotti. I costi dei materiali dell'apparecchio infatti corrispondono all'incirca al prezzo di quattro coppie di quarzi.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

La figura 1 mostra lo schema a blocchi di un sintetizzatore digitale. Un oscillatore accordabile con corrente continua (VCO) genera una tensione oscillante nel campo delle frequenze di uscita richieste (Fout).

Il segnale, attraverso un divisore di frequenza commutabile, giunge all'ingresso di un comparatore di fase e viene confrontato con una frequenza di riferimento (F.ref).

All'uscita è disponibile una tensione di correzione che, attraverso un filtro passa-basso, regola ulteriormente la frequenza VCO. Per il caso: Fout/÷N = Fref il segnale di uscita del VCO è sincronizzato con la frequenza di riferimento.

Pertanto ÷ N è il fattore di divisione; se questo viene variato varia corrispondentemente la frequenza di uscita, con uno scarto determinato da Fref.

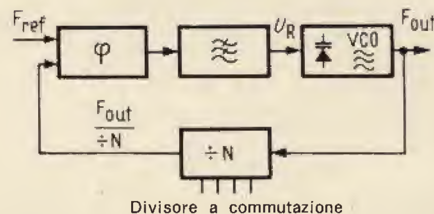


Fig. 1 - Principio di funzionamento del sintetizzatore.

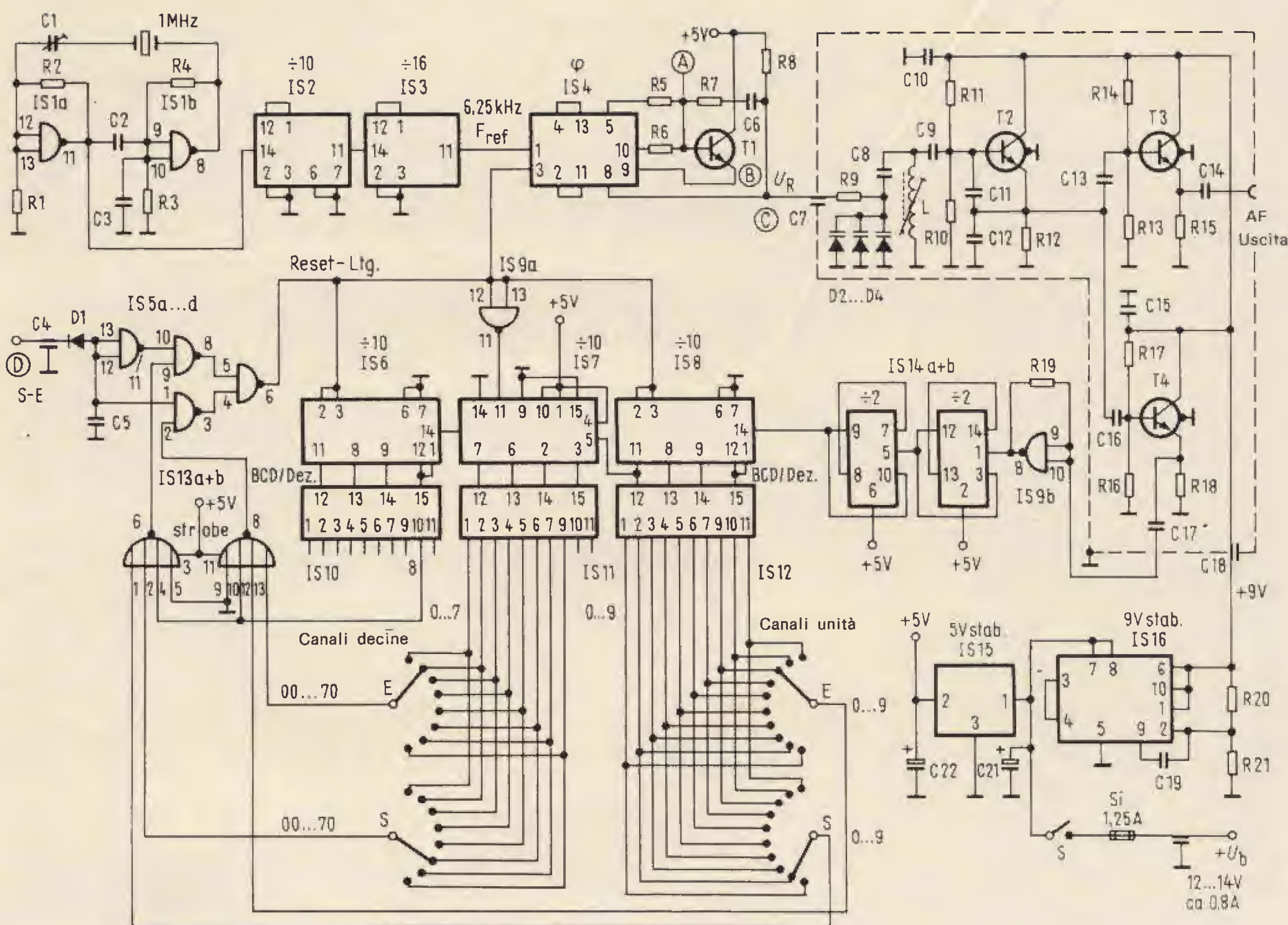


Fig. 2 - Schema elettrico generale del sintetizzatore.

DESCRIZIONE DELL'APPARECCHIO

Come già menzionato l'apparecchio campione è stato realizzato per un campo di frequenze di uscita di 18,500 sino a 20,475 MHz in segmenti sequenziali di 25 kHz. Secondo la menzionata formula si ricava che il divisore commutabile deve suddividere da ÷ 740 sino ÷ 819.

Nello schema elettrico di figura 2 sono stati omessi i collegamenti dell'alimentazione dei componenti integrati onde avere una più chiara visuale dei circuiti.

Il transistore T2 funziona come oscillatore LC. La sua frequenza di oscillazione si può accordare fra 18 MHz e 21 MHz mediante variazioni della tensione continua inversa da 1,8 ... a 5 V ai diodi Varicap D2 sino D4.

Con ciò esiste un largo margine di sicurezza di 0,5 MHz rispettivamente sotto e sopra al proprio campo di sintonizzazione. Con il segnale dell'oscillatore vengono pilotati ambedue gli stadi successivi, costituiti dai transistori T3 e T4. L'uscita del T3 è disponibile a mezzo di una boccola per la successiva elaborazione del trasmettitore.

Il T4 invia il segnale per l'utilizzazione nel sintetizzatore, attraverso un formatore di impulsi IS 9b esso si presenta al divisore per quattro (IS 14) costruito con due Flip-Flop.

La suddivisione della frequenza del segnale AF è necessaria poichè la frequenza limite superiore del divisore commutabile si trova al di sotto del campo di frequenza del VCO.

Per meglio comprendere la funzione del divisore osservate la fig. 3.

Essa dà una rappresentazione semplificata del tipo usato con un fattore di divisione fisso. I circuiti integrati IS6 sino IS8 costituiscono un contatore a tre cifre da 000.... 999, ove IS8 conta le unità, IS7 le decine e IS6 le centinaia.

Gli impulsi contati si ritrovano alle uscite BCD in forma di codice binario disponibili per la decodificazione decimale mediante gli IS10, 11 e 12.

Una uscita decimale, rispettivamente delle tre decadi, è collegata con l'ingresso di una porta NOR.

Nell'esempio a fig. 3 esse sono:

contatore unità = uscita 5
contatore decine = uscita 1
contatore centinaia = uscita 8

Lo stato logico delle uscite da IS10 sino IS12 dipende dal numero degli impulsi contati dal corrispondente contatore.

Così, per esempio, dopo cinque impulsi di entrata si troverà solo l'uscita decimale 5 a potenziale 0, mentre tutte le altre uscite si trovano a potenziale L.

In figura 3, pertanto, solo dopo 815 impulsi di entrata tutte le tre entrate della porta NOR si portano sul potenziale 0 e sino al successivo impulso di conteggio provocano un breve impulso positivo all'uscita della porta. Poiché questa uscita è collegata con gli ingressi di azzeramento (Reset 0) del contatore, fa ritornare la catena dei contatori su 000 in modo che il processo può ricominciare. La frequenza conseguente dell'impulso restante determina la frequenza di ingresso divisa per il fattore 815 e può così venire accoppiata per la comparazione di fase con le frequenze di riferimento.

Il divisore usato offre inoltre, come dall'esempio di figura 3, la possibilità della commutazione del fattore di divisione a mezzo di un commutatore meccanico.

Come risulta dalla figura 2 gli ingressi della porta NOR, IS13 a+b non sono collegati con le uscite decimali 740 sino 819 (per ÷ 740÷819) del decodificatore, ma con quelli di 800-879. In questo modo si può ottenere una semplificazione della commutazione dei canali. Il contatore degli impulsi delle decine (IS7) rende possibile l'inizio del conteggio non solo da zero ma secondo una scelta preliminare ai suoi ingressi «Preset» da ogni numero sino a 9 a piacere. Nel nostro caso il numero prescelto é il 6. Questo significa che il contatore a tre stadi (IS6 fino a IS8) conta non da 000 ma da 060. Dopo 740 impulsi di ingresso di conseguenza corrisponderà lo stato logico delle uscite decimali al numero 740+060=800. I desiderati fattori di divisione da 740 sino 819 si possono ottenere in questo modo mediante la commutazione fra 800 e 879. In caso contrario si dovrebbe nel cambio di un canale fra K00 -K59 (÷740 sino 799) in un altro fra K60 sino K79 (÷ 800 sino 819) commutare anche l'uscita decodificata del contatore delle centinaia da 7 a 8.

L'integrato IS13 è costituito da due porte NOR con quattro ingressi; gli attacchi per il blocco (strobe) vengono collegati con la sorgente di tensione positiva (5 V). In figura 2 è illustrato il circuito per la scelta dei canali fra le uscite decimali di IS11 e IS12 e gli ingressi della porta NOR. I collegamenti ad IS13a servono per impostare i canali di trasmissione mentre IS13b è collegato con i commutatori dei canali di ricezione. L'uscita decimale 8 del contatore delle centinaia IS10 è in collegamento fisso con ogni ingresso della porta. Per IS13 naturalmente potrebbe essere usato anche un tipo equivalente con solo tre ingressi ciascuno. Le uscite della porta NOR sono collegate, attraverso il commutatore digitale IS5, al comando di azzeramento (reset) e ad un ingresso del comparatore di fase. Il punto D, nella commutazione in posizione di trasmissione, deve venire messo a massa (tasto PTT).

Il diodo D1 serve per il disaccoppiamento del collegamento al PTT. L'integrato IS9a inverte il restante impulso per l'ingresso di «set» dello IS7 che (al contrario di IS6 e IS8) abbisogna di un impulso di ritorno negativo.

Il segnale di riferimento al secondo ingresso del circuito comparatore di fase IS4 viene ricavato, attraverso il divisore di frequenza IS2 (÷10) e IS3 (÷ 16), da un oscillatore a quarzo da 1 MHz. L'oscillatore è costituito da due porte NAND come invertitori. Dato l'impiego previsto di questo apparecchio campione si è rinunciato ad un quarzo stabilizzato con termostato.

La frequenza all'ingresso di IS4 è di 6,25 kHz che corrisponde alla quarta parte del richiesto segmento di 25 kHz.

Viene così compensato l'effetto di IS14 nel processo della divisione di frequenza.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1-R3	: resistori da 1,5 kΩ
R2-R4-R8-R12	: resistori da 1 kΩ
R5-R6	: resistori da 2,7 kΩ
R7	: resistore da 820 Ω
R9-R14-R17	: resistori da 15 kΩ
R10	: resistore da 5,6 kΩ
R11-R21	: resistori da 8,2 kΩ
R13-R16	: resistori da 4,7 kΩ
R15-R18	: resistori da 220 Ω
R19	: resistore da 470 Ω
R20	: resistore da 2,2 kΩ
C1	: condensatore variabile da 5-40 pF
C2-C5-C6-C10-C15-C17	: condensatori da 0,1 μF
C3	: condensatore da 180 pF
C4-C7-C14-C18-C20	: condensatori da 1 nF
C8-C11	: condensatori da 270 pF
C9	: condensatore da 16 pF
C12-C19	: condensatori da 120 pF
C13-C16	: condensatori da 68 pF
C21-C22	: condensatori elettrolitici da 1000 μF - 15/18 V
L	: bobina da 20 μH
D1	: diodo 1N4148 o equivalente
D2-D4	: diodi BB142 (ITT)
T1	: transistore BC 109 o equivalente
T2-T4	: transistori BF 184 o equivalenti
IS1-IS5-IS9	: circuiti integrati SN7400 N (TI) - FLH101 (Siemens)
IS2-IS6-IS8	: circuiti integrati SN7490 N (TI) - FLJ161 (Siemens)
IS3	: circuito integrato SN7493 N (TI) - FLJ181 (Siemens)
IS4	: circuito integrato MC4044 (Motorola)
IS7	: circuito integrato SN74192 N (TI) FLJ241 (Siemens)
IS10-IS12	: circuiti integrati SN7442 N (TI) FLH281 (Siemens)
IS13	: circuito integrato SN7425 N (TI) FLH521 (Siemens)
IS14	: circuito integrato SN7473 N (TI) FLJ121 (Siemens)
IS15	: circuito integrato LM309 K (NS) MLM309K (Motorola)
IS16	: circuito integrato TBA 281 (Philips) μA 723 (Fairchild)

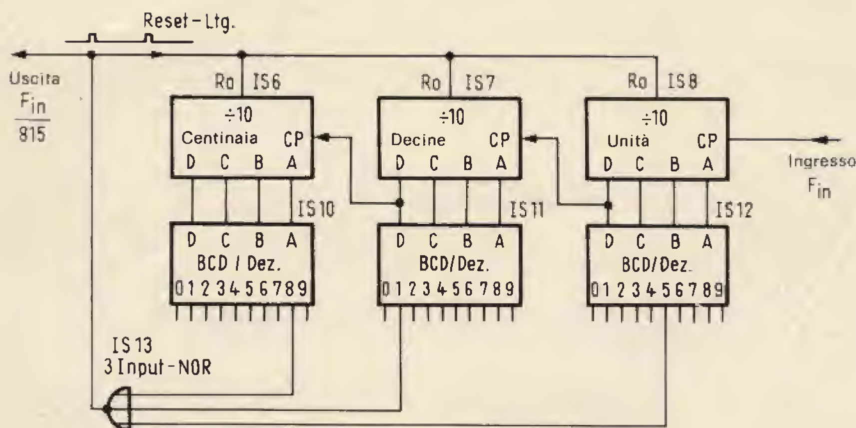


Fig. 3 - Principio di funzionamento del divisore di frequenza.

In uscita lo stadio comparatore di fase è chiuso su circuito di transistori a schema Darlington e un filtro attivo passa-basso costituito dal transistore T1.

La tensione di regolazione Ur del VCO all'uscita del filtro si può variare da 1,8 a 5 V. Per questo campo di variazione di tensione è stata dimensionata la correzione di frequenza dell'oscillatore.

COSTRUZIONE

Questo articolo non comprende istruzioni per la realizzazione costruttiva, tuttavia vengono date al riguardo alcune norme.

Il sintetizzatore deve venire montato in una custodia metallica come schermo poichè le armoniche dell'oscillatore a 1 MHz coprono uno spettro di frequenze sino nel campo VHF e possono provocare disturbi nel ricevitore su 144,0 e 145,0 MHz.

Entro la custodia la parte VCO deve essere ulteriormente schermata separatamente.

La tensione di alimentazione di 5 V per i circuiti integrati deve venire bloccata verso massa in alcuni punti del circuito stampato mediante condensatori (circa 10 nF sino 0,1 μF). Critico è il dimensionamento del filtro attivo passa-basso.

Con errati valori dei componenti possono subentrare effetti di disturbo nella trasmissione con conseguente influenza su altri servizi radio.

I sintetizzatori abbisognano nella commutazione dei canali di un certo tempo per essere pronti al funzionamento (Lock-Time). Poichè il segnale di uscita in quel momento non è sincronizzato questo intervallo deve essere tenuto sufficientemente corto mediante corrispondente scelta dei componenti del filtro attivo. Nell'apparecchio descritto la tensione di regolazione del VCO è già meno di 30 ms al ± 5% del suo valore finale.

Ai punti A e B del filtro è possibile una modulazione di frequenza del segnale di uscita; per queste sono sufficienti tensioni di bassa frequenza molto piccole. L'accoppiamento del segnale fonico deve tuttavia avvenire sufficientemente lasco cosicchè la caratteristica del filtro non venga influenzata.

Le Industrie Anglo-Americane in Italia Vi assicurano un avvenire brillante

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

Corsi POLITECNICI INGLESI Vi permetteranno di studiare a casa Vostra e conseguire **tramite esami,** i titoli di studio validi:
INGEGNERIA Elettronica - Radio TV - Radar - Automazione - Computers - Meccanica - Elettrotecnica ecc., ecc.

LAUREATEVI
all'UNIVERSITA' DI LONDRA

seguendo i corsi per gli studenti esterni « University Examination »: **Matematica - Scienze - Economia - Lingue ecc...**

RICONOSCIMENTO LEGALE IN ITALIA in base alla legge n. 1940 Gazz. Uff. n. 49 del 20-3-'63

- una **carriera** splendida
- un **titolo** ambito
- un **futuro** ricco di soddisfazioni

Informazioni e consigli senza impegno - scriveteci oggi stesso



BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division
10125 TORINO - Via P. Giuria 4/s



Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione con pile a secco: 9 V (6 x 1,5 Vcc)

Corrente assorbita: 6,5 mA

Scala delle tolleranze: fino a ± 20%

Campo di misura:
Resistenza 1 ÷ 1 MΩ

Capacità: 10 pF ÷ 10 μF non polarizzata

Segnalazione dell'equilibrio: acustica o visiva su oscilloscopio

Transistori impiegati: 3 x BC108B oppure 3 x BC208B

COMPARATORE R-C A PONTE

UK 447



Un ottimo e sensibile strumento per confrontare i valori di due componenti, dei quali uno soltanto sia noto nelle sue caratteristiche (il campione). Il risultato fornito dalla misura consiste nella percentuale di scostamento del valore effettivo della resistenza o della capacità in prova rispetto a quella che abbiamo adottata come campione.

Lo strumento usa un circuito a ponte con indicazione di zero acustica o visiva su oscilloscopio, amplificata.

In combinazione con i box di resistori UK 415/C e di condensatori UK 425/C, può diventare un vero e proprio strumento di misura.

L'alimentazione è effettuata con pile a secco contenute nello strumento ed un apposito pulsante da azionare solo durante la misura, permette di evitare di lasciare inavvertitamente acceso l'apparecchio.

In elettronica si possono misurare varie quantità, come l'impedenza, l'ammettenza, la capacità, l'induttanza, la resistenza ecc. per mezzo di circuiti a ponte o similari.

In genere gli apparecchi di misura a ponte prodotti da tutte le più quotate fabbriche di strumenti di misura, permettono di valutare parecchie grandezze nello stesso strumento.

Tali strumenti, detti ponti universali, operano con il principio del bilanciamento o dello zero, oppure con il principio di comparazione con un campione standard.

Quest'ultimo caso si riferisce appunto all'UK 447.

Naturalmente il componente di riferimento che useremo come standard di misura avrà anche lui la sua tolleranza sulla precisione.

Quindi, quanto più preciso sarà il campione standard, tanto più precisa sarà la misura del valore del componente ignoto.

Si può usare l'UK 447 sia per la taratura di una resistenza che di un con-

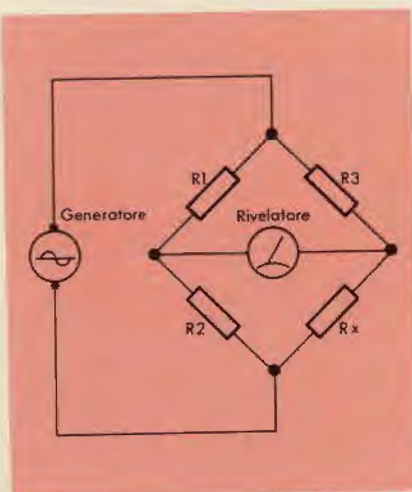


Fig. 1 - Ponte base di Wheatstone.

densatore, in modo da renderli uguali al campione entro un certo limite di tolleranza indicato sull'apposito quadrante, oppure si può usare per verificare se i componenti facenti parte di un lotto di ugual valore nominale, stanno o no entro le tolleranze indicate o volute.

E' evidente l'utilità di un tale strumento quando, per esempio, si debba sostituire un componente del quale non si conosce il valore.

Procedendo per tentativi si può trovare un componente che abbia un valore quasi esattamente uguale a quello da sostituire, entro limiti molto ristretti.

Il vantaggio di un ponte comparatore è la sua semplicità e la sua capacità di raggiungere precisioni molto elevate, che dipendono solo dalla precisione del campione di riferimento.

La versatilità di un tale tipo di misura è abbastanza indipendente da un certo numero di scale e di portate come per i ponti universali per i quali c'è la possibilità che gli errori degli elementi che variano i campi di misura si sommino, con una riduzione generale della precisione della misura. Per quanto i ponti universali di pregio sono strumenti molto costosi.

Qualora si voglia utilizzare l'UK 447 come strumento di misura per valori di resistenze o di capacità entro un vasto campo, si può connettere ai morsetti dell'elemento di confronto un box di resistenze come l'UK 415/C oppure un box di condensatori come l'UK 425/C. Usando questi accessori e combinando in vari modi i valori del confronto, risulta agevole trovare il valore di una resistenza o di una capacità incognita.

IL PONTE DI WHEATSTONE

I metodi di azzeramento della corrente in un braccio di una rete bilanciata sono usati da lungo tempo come il sistema più conveniente e preciso per la misura di tutti i tipi di impedenze, sia resistive che reattive, induttive o capacitive, dalle frequenze bassissime alle più alte.

La maggior parte degli strumenti a zero od a bilanciamento derivano dal semplice circuito detto «ponte di Wheatstone», che è ancora il metodo fondamentale per la misura delle resistenze in corrente continua con la massima precisione possibile.

Il ponte di Wheatstone misura una resistenza sconosciuta Rx in termini di standard resistivi calibrati (fig. 1).

La relazione tra gli elementi resistivi è la seguente:

$$Rx = \frac{R3\ R2}{R1}$$

che è soddisfatta quando la tensione ai terminali del rivelatore è nulla.

Per poter sostituire le resistenze mostrate in figura con elementi reattivi come i condensatori o le induttanze, bisogna che il ponte venga alimentato con corrente alternata. Questo perché l'effetto di una reattanza non si manifesta per correnti continue ma solo per variazioni della corrente. Alla corrente continua, salvo le componenti parassite, la resistenza di un condensatore è infinita e la resistenza di un'induttanza è nulla.

Invece se gli elementi reattivi come la capacità e l'induttanza sono percorsi da una corrente alternata, essi opporranno al passaggio della corrente una resistenza diversa rispettivamente da infinito e da zero, che si chiama reattanza capacitiva od induttiva.

Il valore della reattanza dipende dalla frequenza e precisamente cresce per la induttanza e diminuisce per la capacità, all'aumentare della frequenza.

Le formule per la reattanza induttiva e capacitiva sono le seguenti:

$$X_L = \omega L$$

$$X_c = 1/\omega C$$

Siccome dal punto di vista dimensionale queste reattanze sono delle resistenze, nulla vieta di accoppiarle a queste in un ponte di misura e di valutarne il valore in confronto a delle effettive resistenze.

La maggior parte dei ponti di misura professionali permette di valutare oltre alle componenti puramente reattive anche quelle dovute alle perdite, che definiscono il Q delle bobine ed il fattore di perdita dei condensatori. Il nostro apparecchio non è attrezzato per questa misura, ma nel caso dei condensatori, sarebbe superflua in quanto i condensatori del commercio hanno caratteristiche fisse e molte volte tali caratteristiche di perdita sono indicate. La stretta dipendenza del fattore di perdita dal tipo di isolamento tra le armature, permette di valutarlo con grande esattezza conoscendo questo dato.

La rivelazione della condizione di azzeramento del braccio diagonale si può effettuare con un galvanometro a zero centrale per i ponti a corrente continua. Per i ponti a corrente alternata si possono usare vari metodi. Si può rivelare il segnale con un sistema a diodi e leggere la minima indicazione su uno strumento per corrente continua, oppure si può far uso di un rivelatore acustico (cuffia) dove si apprezza ad orecchio il minimo del segnale, oppure tale segnale si può applicare all'entrata di un oscilloscopio, nel quale si noterà l'annullamento progressivo dell'ampiezza dell'onda che appare sullo schermo. Il sistema con la cuffia, pur essendo molto economico, non è molto meno sensibile degli altri sistemi, in quanto l'orecchio è uno strumento sensibilissimo ed in grado di apprezzare minime variazioni dell'intensità sonora, specie ai bassi livelli. Un altro sistema che vedremo adottato in questo montaggio è quello di amplificare il segnale di azzeramento per renderne più apprezzabili le variazioni.

Per concludere, l'uso del ponte di misura è universale proprio per le qualità intrinseche del sistema, la cui precisione non dipende dalla precisione dei suoi componenti, ma solo dalla precisione dell'elemento di confronto. Questo vale specialmente per lo strumento indicatore che richiede come unico requisito la sensibilità e non l'esattezza della taratura che, come si sa è difficilissima da ottenere.

In definitiva l'equivalente meccanico del ponte di misura è una bilancia a piatti, la cui precisione dipende solo dall'esattezza dei pesi e dalla scorrevolezza del movimento e nella quale l'equilibrio venga raggiunto spostando la posizione del fulcro rispetto al braccio orizzontale, per cui tale equilibrio può venire raggiunto anche se il peso da misurare non è perfettamente uguale al peso del campione, senza influenza sulla precisione dell'operazione.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

La tensione alternata necessaria per l'alimentazione del ponte viene prodotta da un multivibratore astabile formato dai transistori TR1 e TR2 e dal circuito connesso (fig. 2).

La tensione alternata viene utilizzata ai capi di resistori R20, P1 ed R25 che costituiscono il carico di TR2, come pure due dei rami del ponte di misura.

Gli altri due rami del ponte sono costituiti rispettivamente dal componente di riferimento e dal componente da misurare. Il braccio trasversale del ponte destinato al rivelatore è costituito dal primario del trasformatore T1 che è connesso con uno dei suoi terminali con il punto di unione tra il componente di riferimento ed il componente incognito, e con l'altro terminale al cursore del potenziometro P1. Questo cursore preleva la tensione di zero in un punto tanto lontano dal centro elettrico dei due bracci R20 + P1/2 ed R25 + P1/2, da compensare lo squilibrio introdotto dalla differenza tra il componente da misurare e quello di riferimento.

Il condensatore variabile C15 serve a correggere lo squilibrio naturale del ponte dovuto alle capacità parassite che si sommano sia al componente di riferimento che a quello da misurare, ma in

maniera diversa. Il segnale che percorre il braccio trasversale del ponte attraverso il primario di T1, viene trasferito al secondario è così liberato dalla componente continua e per mezzo di questo applicato alla base del transistore TR3 tramite il condensatore di accoppiamento C25. Il transistore TR3 è collegato in emettitore comune secondo uno schema assolutamente normale.

Il carico è costituito dal resistore R40 che al momento della misura reca in parallelo la resistenza d'ingresso dell'oscilloscopio, o viene sostituita dall'impedenza del rivelatore acustico.

La messa in servizio dell'apparecchio è ottenuta per mezzo di un pulsante con posizione normale in apertura, in modo che bisogna tenere premuto il suddetto pulsante durante tutto il tempo in cui si esegue la misura. La ragione di questo è che si vuole evitare che qualcuno possa inavvertitamente lasciare inserite le batterie alla fine della misura provocandone il rapido esaurimento.

La capacità delle batterie montate sullo strumento e la loro utilizzazione saltuaria, ne rendono la durata molto lunga, e rendono lo strumento indipendente dal collegamento con la rete e facilmente trasportabile.

Il circuito del multivibratore che genera il segnale alternativo di alimentazione del ponte merita qualche parola di spiegazione destinata a coloro che ancora non conoscono questo basilare circuito dell'elettronica di commutazione.

I multivibratori astabili forniscono normalmente una tensione di uscita con andamento rettangolare, unidirezionale. Ossia si tratta di un'onda alternata complessa formata da una serie di armoniche e di una tensione continua ad essa sovrapposta.

Per spiegare il funzionamento del multivibratore partiremo da una condizione di partenza che prevede ambedue i transistori in conduzione. In questo caso, per la simmetria del circuito, la corrente di collettore di TR1 è uguale a quella di TR2, e lo stesso accade per la tensione presente al terminale di base. Un piccolo disturbo a questa simmetria, per esempio un aumento nella corrente di collettore di TR1 causa un aumento della caduta di tensione su R5 e quindi una diminuzione della tensione al collettore di TR1. Questa variazione di tensione è passata alla base di TR2 dal condensatore C5, dimodoché la base di TR2 diviene meno positiva e quindi diminuisce la sua corrente di collettore, e quindi, per lo stesso motivo di prima cresce la tensione sul terminale di collettore di TR2 e questo aumento è trasferito alla base di TR1 dal condensatore C10. Il risultato immediato di questo aumento è che la base di TR1 diviene maggiormente positiva, provocando un ulteriore aumento della corrente di collettore dello stesso transistore. Siccome questo processo è cumulativo finisce che la base di TR2 diviene negativa provocando l'interruzione del transistore mentre la corrente di collettore di

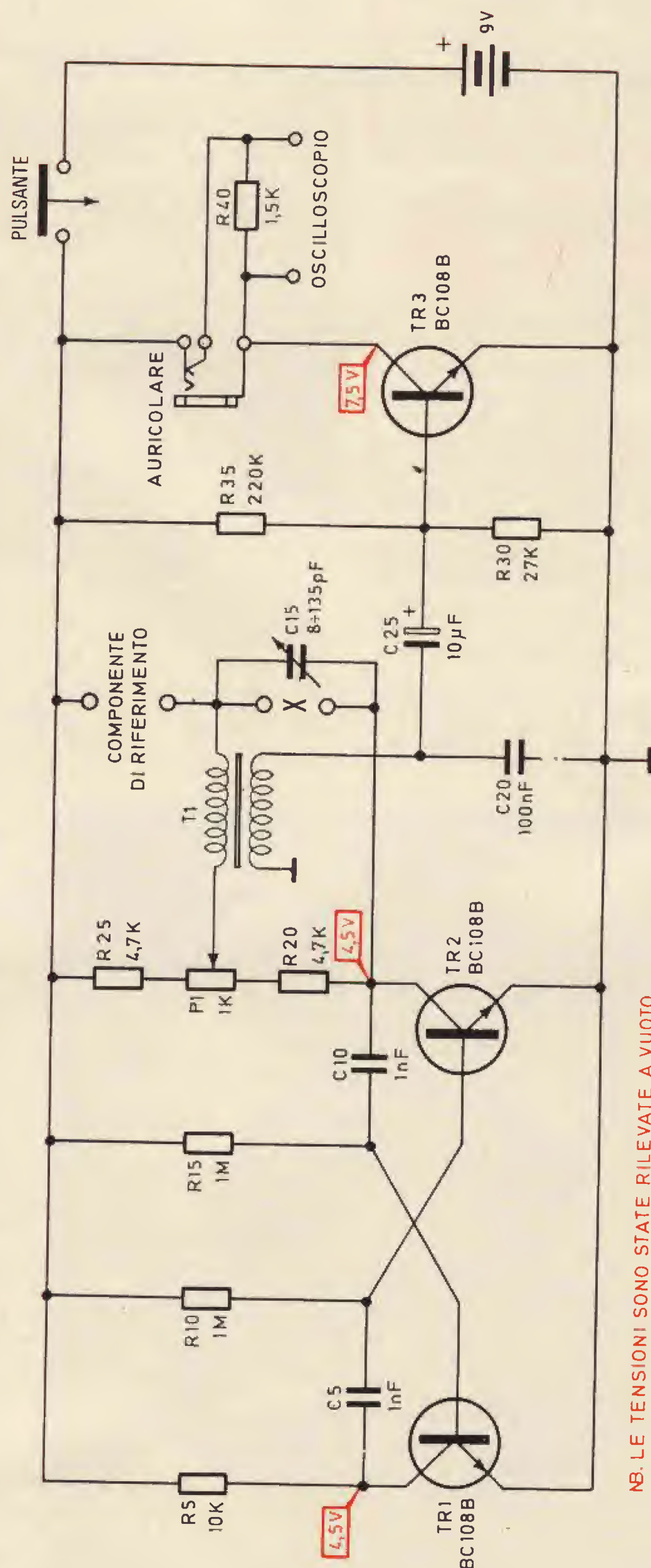


Fig. 2 - Schema elettrico.

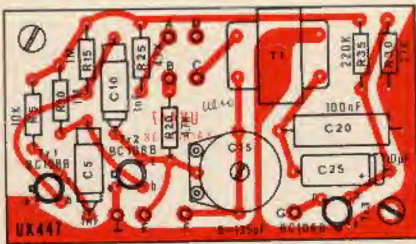


Fig. 3 - Disposizione dei componenti sulla piastrina a circuito stampato.

TR1 raggiunge il suo valore massimo. Ora siamo in presenza di una condizione stabile nella quale TR1 è in conduzione e TR2 è interdetto.

Durante i precedenti eventi, che richiedono un tempo molto piccolo la carica dei condensatori C5 e C10 subisce profonde alterazioni. Quando viene raggiunta la condizione stabile indicata prima, il condensatore C5 si carica in quanto fa parte del circuito in serie formato da R10, C5 e TR1 in conduzione.

Quanto sopra significa che la tensione alla base di TR2 diviene nuovamente positiva dopo un certo tempo, che dipende dai valori di R10 e di C5. Questo fatto provoca il basculamento in conduzione di TR2 e quindi la sua tensione di collettore diviene quasi zero. Il mutamento di quest'ultima tensione è riportato sulla base di TR1 col risultato che la suddetta base diviene meno positiva ed ad un certo punto TR1 passa all'interdizione. Per la simmetria del circuito, in seguito le cose procedono come in precedenza, ed il ciclo si ripete indefinitamente. Il tempo della permanenza di TR1 in stato di conduzione dipende dal valore di R15 e C10. Per l'effetto del carico uno dei fianchi dell'onda rettangolare non sarà così perfettamente verticale come l'altro. Questo è un inconveniente che può essere ovviato con adatti accorgimenti, ma questo non è necessario per l'uso che noi vogliamo fare dell'onda prodotta dal multivibratore.

Il carico dei due transistori è formato da R5 per TR1, che serve solo alla limitazione della corrente di collettore, e dalla serie R25, P1 ed R20 che ha anche lo scopo di permettere il prelievo del segnale di alimentazione del ponte, come già detto in precedenza.

MECCANICA

L'intero strumento comprese le batterie di alimentazione, è disposto in un contenitore unificato composto da sette parti facilmente montabili e smontabili per verifiche e riparazioni; i comandi sono riuniti sul pannello centrale, come pure gli attacchi per gli elementi da provare e gli elementi di riferimento. Sulla scala del potenziometro di equilibratura del ponte sono direttamente indicate le percentuali di scostamento del valore dell'elemento sotto misura dal campione. Il circuito interno è montato su un circuito stampato per una miglior presentazione estetica e per una diminuzione della possibilità di errori di collegamento.

Le batterie sono contenute in un apposito portapile fissato al pannello inferiore e la loro sostituzione risulta facile e comoda.

Sulla mascherina anteriore sono serigrafate tutte le indicazioni necessarie per identificare senza errori le posizioni le funzioni dei comandi. Un apposito interruttore a pulsante provvede a disconnettere le batterie quando viene rilasciato alla fine della prova.

MONTAGGIO

Per facilitare il compito dell'esecutore pubblichiamo la fig. 3 dove appare la serigrafia del circuito stampato, sulla quale abbiamo sovrapposto l'esatta disposizione dei componenti.

Le varie fasi di montaggio sono chiaramente illustrate nell'opuscolo allegato al kit.

AMTRON

UK 187

PERCHÉ FERMARSI ALLA SOLA STEREOFONIA QUANDO SI PUÒ AVERE ANCHE LA QUADRIFONIA?

Amplificatore stereo Hi-Fi 20 + 20 W con dispositivo per effetto quadrifonico

Una recente rivoluzione nel campo dell'alta fedeltà è stata la quadrifonia.
Il suono quadrifonico, infatti, lo si ottiene con due altoparlanti frontali ed altri due posti dietro l'ascoltatore. L'UK 187, pur costituendo un ottimo amplificatore stereo Hi-Fi incorpora anche un dispositivo, denominato «Quadrik», che consente di ottenere l'effetto citato.
Il tutto è disponibile come scatola di montaggio ad un prezzo veramente interessante.
Perché, quindi, fermarsi alla sola stereofonia quando si può avere anche la quadrifonia?

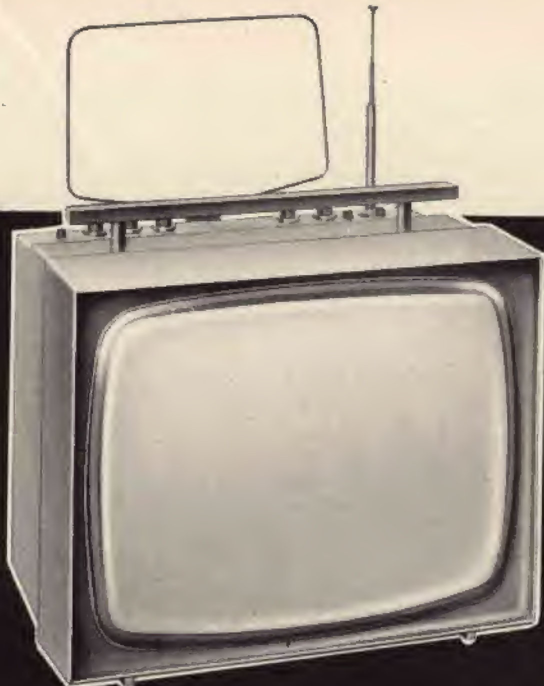
Caratteristiche tecniche

Interamente transistorizzato.
Risposta di frequenza: 10 ÷ 30.000 Hz +0−3 dB.
Potenza d'uscita in regime dinamico: 40+40 W.
Potenza d'uscita continua a 1.000 Hz: 20+20 W - 1% di distorsione.
Impedenza d'uscita: 4 Ω.
Rapporto segnale/disturbo: 80 dB.
Alimentazione: 117/125 - 220/240 V - 50-60 Hz.
Alimentazione in c.c.: 33 Vc.c. con alimentazione stabilizzata e circuito automatico per la limitazione.
Dimensioni: 474 x 255 x 85 mm.

scatole di montaggio



UK 987



12"

TELEVISORE PORTATILE

CARATTERISTICHE TECNICHE	
Alimentazione in corrente alternata:	220 V - 50 Hz
Alimentazione in corrente continua:	12 V
Potenza dissipata in corrente alternata:	18 VA
Potenza dissipata in corrente continua:	10 W
Transistori impiegati:	28
Circuiti integrati:	1
Diodi impiegati:	20
Diodi varicap:	6
Raddrizzatore a ponte:	1
Raddrizzatore EHT:	1
Dimensioni massime di ingombro:	mm 250 (altezza) x 300 (larghezza) x 280 (profondità)
Peso:	circa 6,5 kg
Ricezione:	VHF-UHF
Bande:	I - III - IV - V
Banda I:	da 53 a 88 MHz
Banda III:	da 175 a 223 MHz
Bande IV e V:	da 470 a 760 MHz
Impedenza di ingresso VHF:	75 Ω
Impedenza di ingresso UHF:	75 Ω
Frequenza intermedia portante video:	38,9 MHz
Frequenza intermedia portante suono:	33,4 MHz
Frequenza intermedia suono:	5,5 MHz (sistema «intercarrier»)
Impedenza di uscita suono:	8 Ω
Potenza di uscita suono:	300 mW

Affinché un ricevitore televisivo possa essere considerato veramente portatile, è necessario abbinare le due prerogative principali di leggerezza e di compattezza, che consentono di contenere l'intera apparecchiatura nelle minime dimensioni possibili. Ebbene, queste due esigenze fondamentali sono state tradotte in pratica nel modo migliore, sfruttando le tecniche realizzative più moderne, come ad esempio la sintonia mediante diodi «varicap», e l'impiego di un circuito integrato per la sezione suono.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Per descrivere dettagliatamente lo schema elettrico di questo modernissimo ricevitore televisivo, **illustrato nella figura 1**, conviene indubbiamente partire dai punti di ingresso dei segnali captati dall'antenna, e precisamente dai relativi morsetti, visibili in alto a sinistra.

I due ingressi separati, che presentano entrambi un'impedenza di 75 Ω, fanno capo direttamente al sintonizzatore a varicap, provvisto in totale di sette terminali. Alcuni di essi fanno capo al commutatore di gamma, SW2, illustrato nello schema nella posizione corrispondente alla ricezione in UHF.

Al suddetto sintonizzatore fanno capo simultaneamente due diverse tensioni di alimentazione: per l'esattezza, ci riferiamo alla tensione di 10,3 V (in corrente continua), che alimenta i circuiti di amplificazione e di conversione della frequenza, ed alla tensione variabile da 0 a 30 V, che viene applicata alla sezione di sintonia.

Come il Lettore certamente sa, lo impiego dei diodi «varicap» costituisce uno dei più recenti progressi conseguiti nel campo della ricezione di segnali ad alta frequenza, in quanto permette di sopprimere il vecchio condensatore variabile, provvedendo alla sintonia della ricezione mediante un comando potenziometrico, anziché un comando capacitivo.

La tensione variabile tra i valori precedentemente citati viene fornita da una apposita sezione, della quale fa parte il trasformatore T3, visibile nella parte inferiore destra dello schema. Ai capi del secondario con presa centrale a massa di questo trasformatore è disponibile una tensione alternata di valore notevolmente più elevato di quello della tensione continua che alimenta l'intero ricevitore, mediante la quale viene polarizzato l'anodo acceleratore del cinescopio. Da questo stesso circuito, tramite il resistore R65, viene prelevato un potenziale di 30 V, che viene stabilizzato al suddetto valore mediante il diodo zener contrassegnato con il simbolo D9, del tipo 1N725.

Questa tensione viene livellata tramite la capacità C66, del valore di 50 nF, dopo di che, tramite il resistore R66, del valore di 1.000 Ω, viene applicata contemporaneamente a due partitori di tensione, costituiti rispettivamente da P4-R50, e da P5-R49.

Ciascuno dei suddetti partitori di tensione rende disponibile una tensione continua variabile entro i limiti di 0÷30 V tramite il cursore del rispettivo potenziometro. A seconda della posizione del commutatore di gamma, questo potenziale viene applicato al terminale corrispondente, in modo da ottenere un comando di sintonia separato per la ricezione in VHF ed in UHF.

Il sintonizzatore a «varicap» rende quindi disponibile il segnale ricevuto già convertito in un secondo segnale a frequenza intermedia, avente il valore di 38,9 MHz. Questo segnale, prelevato appunto tramite il terminale del sintonizzatore contrassegnato F.I., viene applicato all'ingresso della sezione di media frequenza video, e precisamente al terminale «f» della induttanza L5, presente appunto all'ingresso di questa sezione.

L'amplificatore di media frequenza video consta complessivamente di quattro stadi, e precisamente Tr1, Tr2, Tr3 e Tr4. Sul collettore di quest'ultimo stadio, tramite la capacità C48, viene prelevato il segnale video, che viene rivelato ad opera del diodo D10, per poi seguire due diversi percorsi. Gli stadi Tr5 e Tr6 provvedono all'amplificazione del segnale video propriamente detto, e ne consentono la regolazione dell'ampiezza tramite il potenziometro P3, che agisce appunto da controllo del contrasto. Tramite la capacità C43 - invece - viene prelevato il segnale alla media frequenza suono, del valore di 5,5 MHz, che viene applicato al punto in comune inferiore tra l'induttanza L11 e la capacità ad essa in parallelo. Questo segnale viene applicato tra i terminali 13 e 14 del circuito integrato, per subire in un primo tempo la rivelazione a modulazione di frequenza, ed in seguito la preamplificazione a frequenza acustica.

Il segnale di bassa frequenza propriamente detto viene prelevato dal terminale numero 8 del circuito integrato (SN76660 N) e - tramite il condensatore elettrolitico C36 - fa capo al cursore del potenziometro P1, che agisce da controllo di volume.

Questo potenziometro applica il segnale a frequenza acustica alla base dello stadio Tr19, che funziona come stadio pilota, alla cui uscita è presente uno stadio finale di potenza del tipo a simmetria complementare, costituito dai transistori Tr20 e Tr21.

Il segnale di uscita viene prelevato nel punto in comune tra il resistore R80 e la capacità elettrolitica C33, e fa capo direttamente alla bobina mobile dell'altoparlante, avente un'impedenza caratteristica di 8 Ω.

Il segnale video che viene sfruttato direttamente per ottenere la riproduzione dell'immagine sullo schermo è disponibile sul collettore di Tr6, e - tramite il gruppo in parallelo C37/R82 - viene applicato direttamente al catodo del cinescopio, ottenendo in tal modo una modulazione della polarizzazione di griglia, che consente di variare l'intensità del raggio catodico, riproducendo fedelmente i punti che costituiscono l'immagine ricomposta.

Gli stadi Tr11 e Tr12 costituiscono la sorgente delle oscillazioni di deflessione verticale, alla frequenza di 50 Hz, il cui valore viene regolato tramite il potenziometro R21. Gli stadi successivi, Tr8, Tr9 e Tr10 amplificano le suddette oscillazioni, e ne regolano la forma d'onda, fino a renderle disponibili tra il punto (6) e l'emettitore di Tr8, dove vengono prelevate per essere applicate direttamente ai capi delle bobine che costituiscono il giogo di deflessione verticale.

Alla produzione dei segnali di deflessione orizzontale provvedono invece gli stadi Tr13 e Tr14, il cui comando di regolazione è costituito dall'induttanza variabile L10.

Tr15 amplifica i segnali prodotti, e - tramite il trasformatore T2 - li trasferisce sulla base di Tr16, che agisce da stadio finale per la deflessione orizzontale.

Il trasformatore T3 - del quale ci siamo già occupati - è quindi il trasformatore ad alta tensione, seguito dal diodo rettificatore EAT, TV 20, all'uscita del quale è disponibile la tensione altissima che polarizza l'anodo finale del cinescopio.

Il segnale di deflessione orizzontale propriamente detto viene prelevato dal collettore di Tr16, e - tramite C15, R19 e dell'induttanza variabile L - viene applicato alle bobine del giogo di deflessione orizzontale.

La sezione del circuito costituita dagli stadi Tr17 e di Tr18 elabora la tensione A.G.C. (controllo automatico del guadagno), che viene applicata separatamente al circuito di base del primo stadio di amplificazione a media frequenza video, tramite R47, e - dopo il filtraggio tramite la capacità C65 - al relativo terminale del sintonizzatore a varicap.

Lo stadio Tr7 - infine - preleva una parte del segnale video tramite il gruppo in parallelo costituito da C30 e da R37, e separa i segnali di sincronismo orizzontali e verticali.

Tramite la rete R/C costituita da R34, C28, R33 e C27, i segnali di sincronismo verticale vengono applicati al relativo generatore attraverso il condensatore C21. Tramite invece il resistore R8 e la capacità in serie C5, i segnali di sincronismo orizzontali vengono applicati al relativo generatore, e precisamente al punto in comune tra D2-R6 e D3-R5.

SEZIONE DI ALIMENTAZIONE

L'alimentazione di questo ricevitore è stata prevista sia mediante la tensione di rete a corrente alternata, del valore di 220 V, sia tramite una tensione continua di 12 V, come quella che può essere fornita da una batteria di accumulatori del tipo solitamente installato a bordo delle autovetture.

Lo schema elettrico della sezione di alimentazione è visibile in basso a sinistra nello schema elettrico globale illustrato nella figura riportata al centro del depliant.

L'interruttore generale di accensione, SW1 è illustrato nello schema in posizione «spento».

Quando la presa bipolare di rete è collegata ad una sorgente di tensione alternata di 220 V, e quando l'interruttore di accensione viene spostato nella posizione «acceso», viene chiuso il circuito tra il fusibile ed il terminale superiore del primario di T1, per cui ai capi di quest'ultimo è presente la tensione di rete.

Il secondario rende disponibile una tensione alternata di 12 V, che viene rettificata dal raddrizzatore a ponte RP 110B05. Quest'ultimo rende quindi disponibile in uscita una tensione continua di 12,2 V, il cui valore viene stabilizzato tramite la sezione costituita dai transistori Tr22 e Tr23.

Il primo di questi due stadi agisce da elemento comparatore, nel senso che alla sua base vengono applicate tutte le eventuali variazioni della tensione di uscita della sezione di alimentazione, dovute sia alle eventuali variazioni di

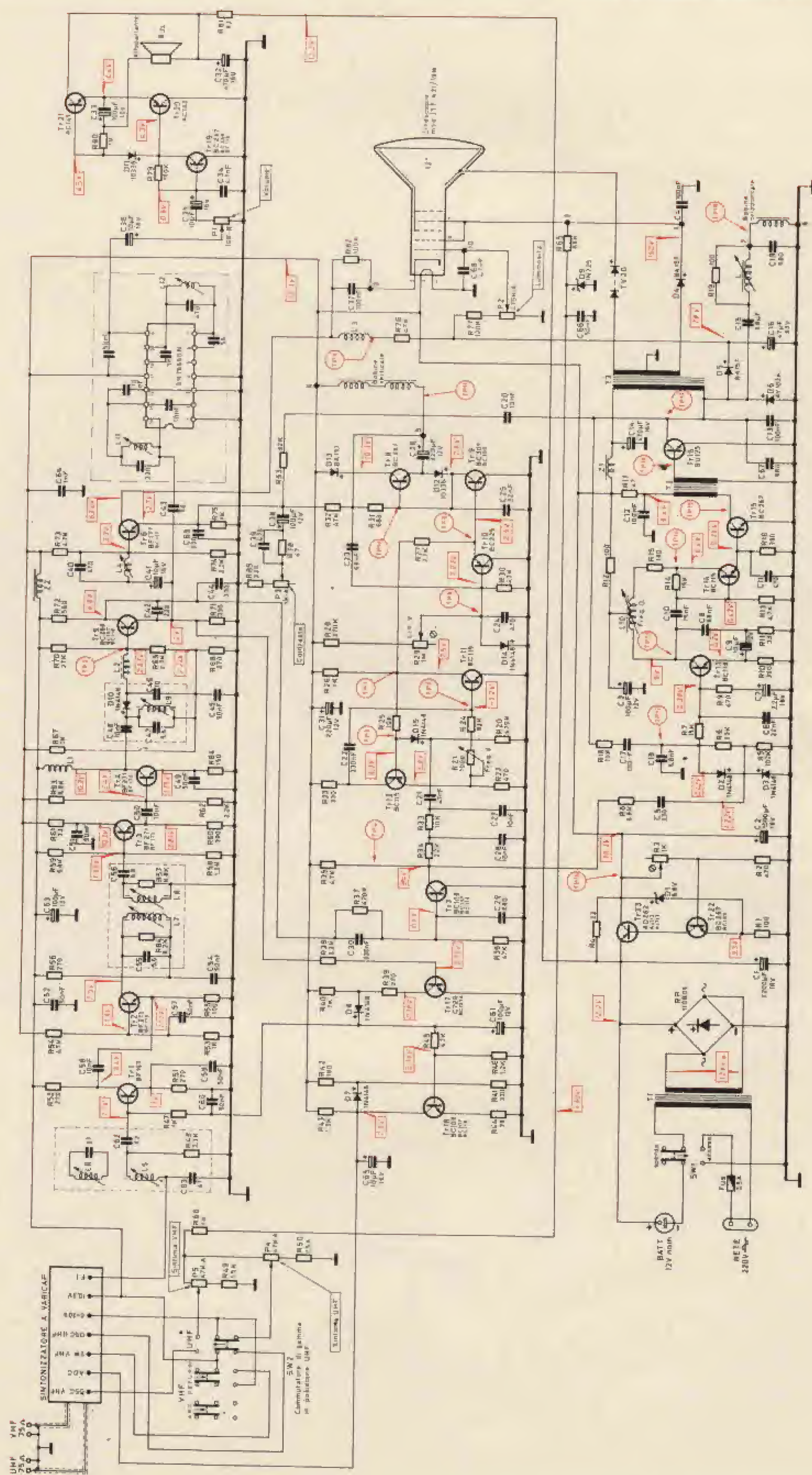


Fig. 1 - Schema elettrico.

SONY®
TR-1300

IL PIACERE DI ASCOLTARE TUTTO IL MONDO

GAMME DI FREQUENZA:



ACQUISTATE PRODOTTI SONY SOLAMENTE CON GARANZIA ITALIANA

assorbimento di energia da parte dell'intero circuito alimentato, sia alle eventuali variazioni della tensione alternata di rete. Ogni eventuale variazione viene quindi amplificata e trasferita sulla base di Tr23, che agisce invece da elemento di regolazione in serie. Di conseguenza, dal momento che ogni variazione della tensione di uscita determinerebbe una variazione della polarizzazione di base di Tr23, e quindi della sua resistenza interna, ne deriva che la caduta di tensione che si presenta tra il collettore e l'emettitore di Tr23 varia in modo opposto alla variazione della tensione di uscita, compensandola nel modo più razionale.

Il potenziometro R3 consente di regolare la sensibilità di funzionamento della sezione di stabilizzazione, rispetto alla polarizzazione fissa dell'emettitore di Tr22, dovuta alla presenza del diodo zener D1.

All'uscita della sezione di alimentazione, e precisamente ai capi di C2, del valore di 1.000 μF, è quindi disponibile la tensione di alimentazione finale di 10,3 V, tramite la quale viene alimentato l'intero ricevitore televisivo.

Quando invece di usufruire della tensione alternata di rete si dispone di una batteria di accumulatori o di elementi a secco, in grado di fornire una tensione continua di 12 V, applicando questa tensione all'apposita presa polarizzata, e spostando l'interruttore SW1 nella posizione «acceso», si chiude il circuito tra il polo negativo della presa di alimentazione e la massa. In tali condizioni, la tensione di 12 V disponibile ai capi della sorgente viene applicata direttamente tra i poli «+» e «—» del rettificatore a ponte.

Dal momento che in tali circostanze i quattro elementi del rettificatore a ponte risultano polarizzati in senso inverso, essi non costituiscono un carico nei confronti della sorgente di tensione continua, in quanto la sola corrente che li percorre è costituita dalla corrente inversa, la cui entità può essere considerata trascurabile ad ogni effetto pratico. Di conseguenza, gli stadi di Tr22 e Tr23 si comportano sempre da elementi stabilizzatori, indipendentemente dal fatto che la tensione continua di alimentazione provenga dalla tensione di rete rettificata, oppure da una batteria di alimentazione.

L'intero ricevitore è stato progettato, come già si è detto, in base alle tecniche realizzative più moderne, sfruttando tutti gli accorgimenti che ne semplificano l'allestimento.

Seguendo scrupolosamente le istruzioni allegate al kit, ed effettuando il lavoro con calma, e con frequenti controlli, onde accertare che nessuna fase venga dimenticata o eseguita in modo inadeguato, si può avere la certezza che il televisore funzionerà immediatamente, e svolgerà la sua funzione per un periodo di tempo indeterminato, compensando così largamente il lavoro eseguito.



UK 887

ALLARME ANTIFURTO ED ANTINCENDIO

E' un centralino per dispositivi di allarme che ha il compito di stabilire il collegamento tra i rilevatori ed il sistema di avviso in modo da opporre la massima difficoltà alla sua neutralizzazione.

In pratica stabilisce un contatto che si mantiene fino a che non intervenga una persona munita dell'apposita chiave per la neutralizzazione dell'allarme. Un adatto dispositivo permette ad una persona munita della chiave di entrare da uno degli ingressi e staccare l'apparecchio prima che questo entri in funzione. Senza la chiave questo è impossibile, e dopo un certo tempo di ritardo prefissato, l'allarme entra comunque in funzione.

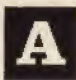
Un circuito adatto permette il funzionamento di un sistema di rilevamento incendi accoppiato allo stesso centralino.

Tale circuito è indipendente da quello antifurto, per quanto questo venga azionato dall'antincendio per una maggior sicurezza. E' facile distinguere i due tipi di allarme. Esiste la possibilità di collegare all'uscita anche altri tipi di avvisatori anche a distanza in quanto ai morsetti per la suoneria si sviluppa una tensione in caso di intervento, che si può utilizzare come meglio si crede.

Per il rilevamento va bene qualsiasi tipo di sensore, purchè dotato in uscita di un contatto normalmente aperto che si chiuda in caso di allarme. E' lasciato alla fantasia di ognuno di disporre i trabocchetti in modo da risultare comodi per il proprietario ed insidiosi per l'intruso.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione:	**12 Vc.c.**
Corrente assorbita a vuoto:	**12 μA**
Azionamento dell'allarme:	**per apertura e chiusura di circuito**
Semiconduttori impiegati:	
Transistori:	**2 x BC 107 B (BC 207 B)**
	2 x BC 140 (BSX 45)
Diodi:	**5 x 10 D6 (1 N 4005)**
	SCR 106 F (106 A)
	SCR 122 F (122 A)
Misure dell'apparecchio:	**145 x 90 x 50**
Peso dell'apparecchio:	**275 g**



A i giorni nostri il furto costituisce un grosso giro di affari. Questo tipo di attività contrario alla legge costa ogni anno una grossa cifra di denaro ai privati, alle compagnie di assicurazione ed allo stato.

Il furto, al giorno d'oggi, non si rivolge soltanto agli oggetti di valore, ma anche ai cosiddetti segreti industriali o militari.

Come si vede bisogna dedicare ogni sforzo per impedire nei limiti del possibile l'attività dei ladri, anche nel caso si sia assicurati, in quanto la maggior parte degli oggetti custoditi in un'abitazione od in un ufficio spesso ha un valore intrinseco molto maggiore del valore venale. Lo stesso discorso vale per l'incendio, in quanto, anche se nessuno trae vantaggio dal sinistro, l'oggetto viene comunque distrutto. La protezione contro l'incendio richiede mezzi meno raffinati, in quanto l'incendio non agisce in maniera intelligente come fanno i ladri.

Lo scopo di un buon congegno antifurto è quello di essere difficilmente individuabile, difficilmente neutralizzabile, e deve rendere possibile l'intervento della sorveglianza in un tempo molto breve, in quanto il lavoro del ladro si svolge senza inutili indugi ed ha dalla sua parte il vantaggio della sorpresa. Un'altra caratteristica di un buon sistema antifurto è quella di evitare per quanto possibile dei falsi allarmi.

Nel caso che falsi allarmi si ripetano con eccessiva frequenza, si tenderà a sottovalutarne l'importanza proprio nel momento del bisogno.

Esistono diversi tipi di sistemi di allarme, che usano diversi principi di funzionamento. La scelta del tipo di allarme da installare deve basarsi sulle seguenti considerazioni:

Se possibile bisogna agire in modo da prevenire l'azione. Infatti il sapere che esiste un efficace sistema di allarme, basta molte volte a far desistere il malfattore dai suoi progetti.

Un allarme deve provocare un rapido intervento, in quanto è inutile se nessuno interviene al segnale.

I sistemi di allarme possono essere distinti in tre categorie, di diverso prezzo e complicazione. Naturalmente il sistema di allarme deve essere proporzionato al valore degli oggetti da proteggere.

Le tre categorie sono le seguenti:

1) Sistemi di protezione centralizzati

2) Sistemi di allarme a distanza

3) Sistemi di allarme locali.

I dispositivi del primo gruppo segnalano la presenza di un intruso ad un

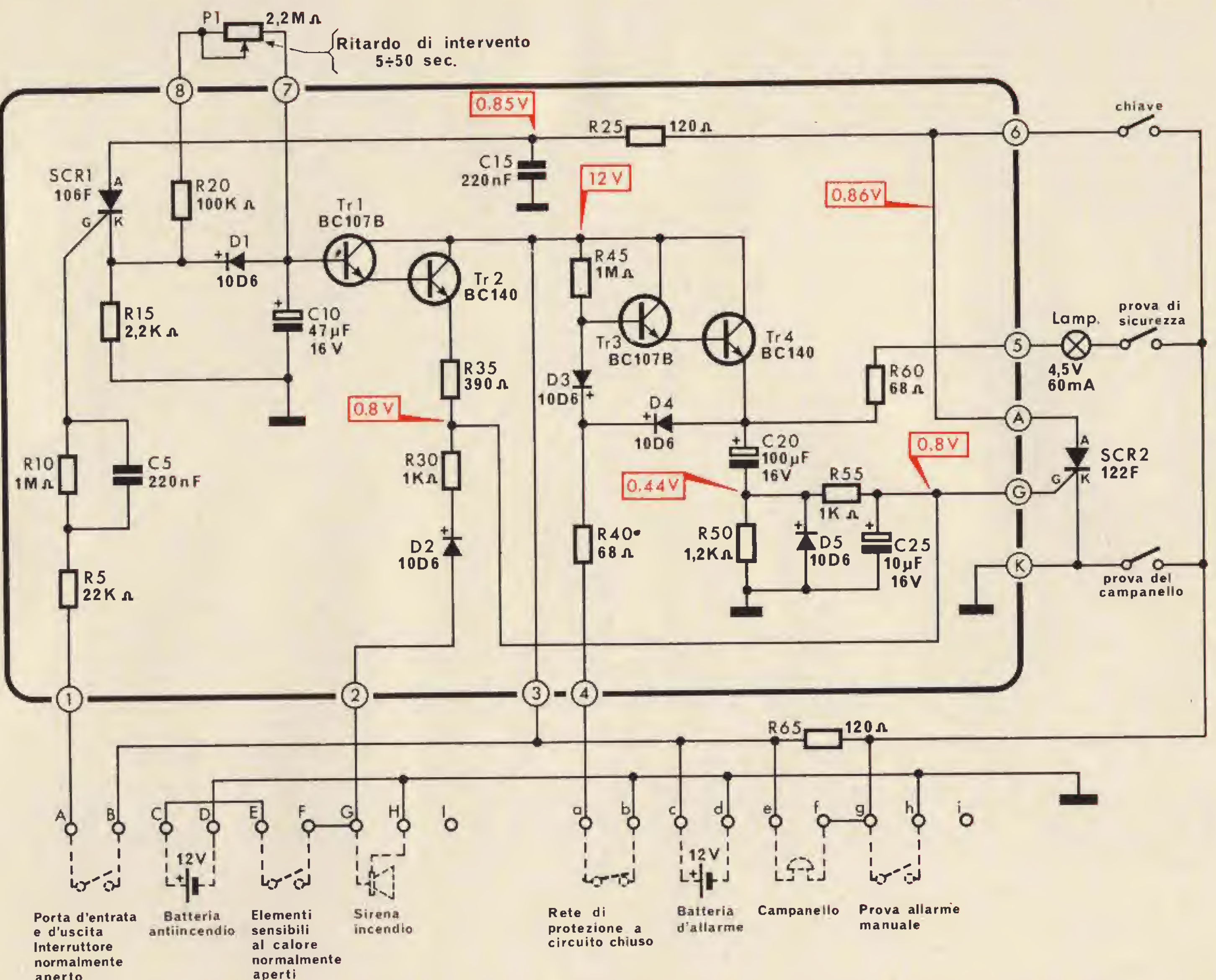


Fig. 1 - Schema elettrico.

apposito centro di sorveglianza (per esempio un corpo di guardia) che provvederà a far intervenire dei sorveglianti dove è stata segnalata l'effrazione.

I sistemi del secondo gruppo servono per coloro che non dispongono di un sistema di sorveglianza fisso, ed azionano un segnale in un posto di polizia o nella sede di un istituto di sorveglianza privato, facendo uso di collegamenti via radio o via filo, anche usando la rete pubblica dei telefoni. In questo caso bisogna prevedere un dispositivo che possa formare un numero prestabilito sul combinatore del telefono.

Il terzo gruppo è quello più diffuso per la protezione di valori non eccessivi. Si tratta di sistemi che provocano l'azionamento di una sirena o di una suoneria disposta all'esterno nei pressi del locale protetto.

Questo sistema è molto valido quando il proprietario si sente in grado di difendere da sè le sue proprietà ed abita vicino al locale da proteggere (per esempio un negozio). In questo caso è sufficiente l'avviso della presenza dell'intruso, ed i provvedimenti del caso possono seguire senza indugi. Sovente si preferisce questo sistema per ragioni di economia.

Resta da descrivere qualcuno dei sistemi più comunemente usati per rilevare la presenza dell'intruso, che, con il suo stesso movimento saranno da lui azionati. Si possono distinguere tre tipi di dispositivi:

1) Protezione perimetrali o degli ingressi.

2) Sensori che rivelano la presenza estranea su una determinata superficie oppure entro un determinato volume.

3) Protezione di oggetti singoli.

Ogni installazione può prevedere uno o più dei sistemi sunnominati.

Il primo metodo tiene conto del fatto che l'intruso deve essere rilevato prima possibile, per lasciare un tempo sufficiente all'intervento degli addetti alla protezione. La limitazione principale di questo tipo di protezione è, che spesso non è pratico estenderla in maniera completa. Per esempio se la protezione agisce sulle porte e sulle finestre nulla vieta al ladro di entrare, dal pavimento o dal soffitto o dalle pareti, se il gioco vale la candela. Inoltre la protezione non è efficiente nel caso che il malintenzionato entri nel locale durante la normale apertura, e vi si nasconda in attesa che il locale venga chiuso. Infatti l'allarme verrà azionato nel momento in cui il ladro esce, e quindi costui avrà tutto il tempo di allontanarsi indisturbato.

Per ovviare a tali inconvenienti bisogna integrare questo tipo di protezione con un sistema del secondo tipo. In questa categoria si possono elencare i sistemi che fanno uso di un campo di onde ultrasonore od elettromagnetiche che saturano un ambiente e reagiscono a qualsiasi perturbazione prodotta da oggetti in movimento. A questa categoria appartiene per esempio l'allarme ultrasonoro presentato dalla Amtron nel kit UK 815.

Il terzo tipo di allarme ha lo scopo di proteggere singoli oggetti che per il loro valore necessitano di un'attenzione particolare, come casseforti, schedari, opere d'arte.

In questa scatola di montaggio noi presentiamo quello che si può chiamare il cuore di ogni sistema di allarme, ossia il dispositivo che permette di ricevere il segnale del rilevatore e di azionare l'avvisatore per un tempo sufficiente a provocare l'effetto desiderato, prima di essere messo fuori uso.

Il circuito adottato allo scopo presenta caratteristiche interessanti dal punto di vista dell'affidabilità, della continuità di servizio del basso consumo e della difficile neutralizzazione. Il consumo a vuoto è molto ridotto per la presenza esclusiva di elementi allo stato solido. E' un circuito molto versatile, in quanto, con adatto sensore, può funzionare anche da allarme d'incendio.

L'intervento del sistema collegato all'ingresso normale avviene con un certo ritardo regolabile, in modo da rendere possibile la tempestiva neutralizzazione da parte della persona autorizzata, che possiede la chiave. Nessuna preoccupazione per l'efficienza della serratura, in quanto il tempo necessario per forzarla supera il tempo di ritardo massimo. Il sistema adottato è quello del circuito chiuso e quindi ogni tentativo di neutralizzarlo staccando i fili, provocherà l'intervento dell'allarme.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Supponiamo per prima cosa di collegare un circuito di protezione chiuso ai terminali di uscita «a» e «b». Tale circuito può essere composto da una serie di microinterruttori normalmente chiusi, da fili che si possano rompere al passaggio di una persona, da dispositivi conduttori applicati ai vetri delle finestre, e che possano rompersi quando venga rotto o incrinato il vetro.

Nel caso normale, quando il circuito rimane chiuso, l'emettitore del gruppo Darlington formato da Tr3 e da Tr4 è al potenziale di massa in quanto il gruppo è interdetto per il collegamento a massa della base di Tr3, che fornisce una polarizzazione sul partitore R40, R45 insufficiente a provocare la conduzione. In queste condizioni il condensatore C20 è scarico e nessun potenziale appare sul gate di SCR 2. Se per una qualsiasi ragione il circuito dovesse aprirsi, si interrompe il collegamento verso massa della base di Tr3 e quindi la polarizzazione di base diventa positiva ed il gruppo Darlington passa in conduzione. Lo emettitore di Tr4 assume il potenziale del collettore, e C20 si carica. Durante il transitorio di carica, passa una corrente attraverso la resistenza R50 e quindi al suo terminale caldo si può misurare un potenziale positivo. Tale potenziale perviene, attraverso la resistenza R55 al gate di SCR 2 mandandolo in conduzione. In questo modo, attraverso l'interruttore a chiave si chiude il circuito dell'avvisatore collegato ai terminali di uscita « e » ed « f ». SCR 2 rimane in conduzione finchè con l'interruttore a chiave non si interrompa l'alimentazione all'anodo.

Per evitare che l'allarme possa venire azionato da una persona autorizzata che entri normalmente attraverso la porta d'ingresso, su di questa è montato un interruttore normalmente aperto a porta chiusa, collegato ai terminali di uscita A e B.

Aprendo la porta per uscire, se l'interruttore a chiave è aperto l'allarme non può funzionare. L'apertura della porta provoca la chiusura del circuito tra A e B. Essendo aperto l'interruttore a chiave non c'è tensione sull'anodo di SCR 1 e quindi questo non può passare in conduzione, nonostante che al gate arrivi un impulso di tensione positiva attraverso R5 ed il gruppo R10, C5. Ora si chiuda l'interruttore a chiave e si chiuda la porta. Riaprendo la porta il diodo controllato SCR 1 passa in conduzione, in quanto la carica di C5 fornisce al gate di SCR 1 un impulso positivo, fornendo una polarizzazione positiva alla base del gruppo Darlington formato da Tr1 e da Tr2. Prima di raggiungere un valore sufficiente a far scattare in conduzione il primo Darlington, la tensione di polarizzazione positiva deve passare attraverso la rete di ritardo formata dalla resistenza R20, dal potenziometro P1 e dal condensatore C10. La regolazione del potenziometro P1 serve a variare il ritardo, adattandolo alle proprie necessità. Si fa quindi in tempo a riaprire l'interruttore a chiave prima che l'allarme possa scattare. Se però l'interruttore a chiave non viene aperto, il Darlington formato da Tr1 e da Tr2 fa in tempo a passare in conduzione. Una tensione si sviluppa quindi nel punto di giunzione tra le resistenze R35 e R55 + R50. Tale tensione è direttamente applicata al gate di SCR 2 provocandone la chiusura con conseguente funzionamento dell'avvisatore.

Il sistema antincendio è molto più semplice, in quanto è costituito da un elemento sensibile collegato tra le uscite E ed F, che si chiude in caso di allarme mettendo in circuito la batteria antincendio collegata tra i terminali C e D e la sirena collegata tra i terminali G ed H. Quando la sirena si mette a suonare, una tensione positiva passa attraverso il diodo D2 e la resistenza R30 e viene applicata al gate di SCR2, mandandolo in conduzione ed azionando così anche l'avvisatore antifurto.

Questo per l'opportunità di segnalare l'incendio con il massimo rumore possibile, in quanto non esiste un malvivente che possa essere messo sull'avviso.

I diodi D3 e D4 servono a proteggere il circuito da impulsi di disturbo che possano essere captati per induzione dal circuito chiuso di protezione che forma un anello piuttosto grande.

Siccome nel caso di allarme pronto nessun semiconduttore è in conduzione

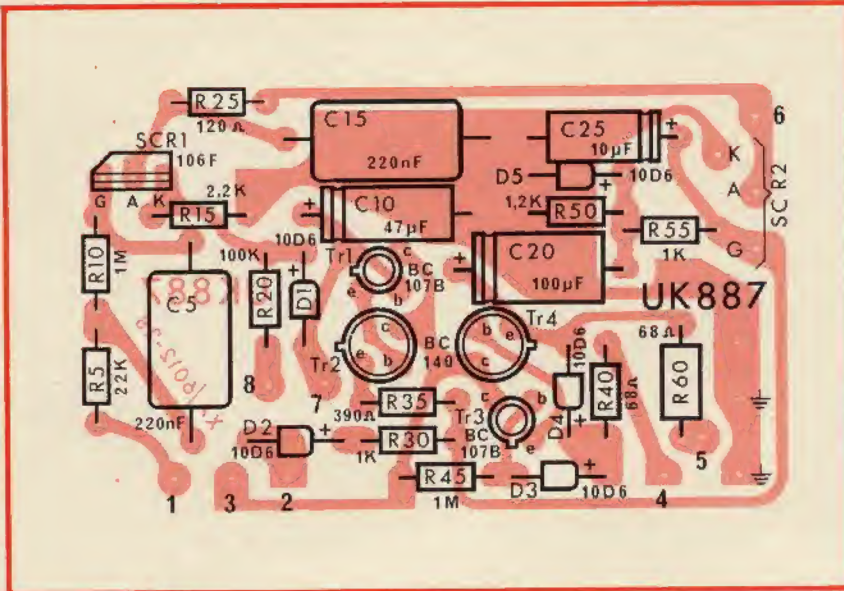


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

il consumo di corrente si limita alle correnti di fuga, molto basse nel caso dei semiconduttori al silicio impiegati in questo schema. In pratica il consumo delle batterie è quello che si avrebbe nella conservazione su scaffale. Basandosi su questo dato bisogna procedere alla sostituzione delle batterie di tanto in tanto.

Va inoltre detto che volendo è possibile alimentare il sistema d'allarme antincendio con la stessa batteria antifurto e per fare questo è sufficiente unire con un ponticello i punti B e C. Si tenga presente però che la batteria deve avere una capacità tale da poter sopportare sia il consumo della sirena antincendio sia quello del campanello.

Per verificare il corretto funzionamento del circuito in ogni istante, è stata prevista una serie di controlli.

Il pulsante per la prova di sicurezza serve a provare l'efficienza del circuito di allarme senza far suonare l'avvisatore. Infatti l'alimentazione della lampadina avviene dalla batteria attraverso il pulsante, le resistenze R40, R60 ed R65 ed il diodo D4. Naturalmente, data la minima corrente assorbita dalla lampada, la caduta su R65 non sarà sufficiente a far suonare l'avvisatore. Il secondo pulsante si sostituisce semplicemente al diodo controllato SCR 2 chiudendo il circuito dell'avvisatore, il cui funzionamento può così essere sempre verificato, senza per questo dover far funzionare il resto del circuito d'allarme.

Esiste un'ulteriore possibilità di utilizzazione di questo versatile circuito. Infatti tra le uscite « g » ed « h » si può collegare un interruttore a pulsante, che, opportunamente sistemato (per esempio vicino alla cassa di un negozio) può far funzionare l'avvisatore, per esempio in caso di rapina. In questo caso bisogna fare attenzione a sistemare il pulsante in modo tale che esso possa essere azionato senza insospettire il malvivente.

MECCANICA

L'intero circuito attivo è contenuto in una scatola di limitate dimensioni. I comandi per l'azionamento e la prova appaiono tutti sul pannello anteriore. Su questo pannello si trova anche il comando del potenziometro che regola il ritardo dell'entrata in funzione dell'allarme. Tale ritardo è stato previsto per permettere a chi è autorizzato di entrare senza dovere ogni volta far suonare l'avvisatore. Un apposito interruttore a chiave permette la neutralizzazione dell'allarme solo a chi è in possesso della chiave suddetta. Il collegamento con l'alimentazione e con il sistema di rilevamento avviene attraverso due prese con spine multiple di facile manovra. Il contenitore può essere fissato al muro mediante le due staffe previste a questo scopo.

Ad ogni modo è preferibile il montaggio incassato che non permetta il facile accesso alle prese di collegamento, qualora il centralino venisse individuato.

Internamente quasi tutti i componenti sono montati su un robusto circuito stampato, per garantire il minimo di possibilità di errori nel montaggio.

MONTAGGIO

Cominceremo con il montaggio dei componenti sul circuito stampato. Per facilitare il compito dell'esecutore pubblichiamo la figura 2 dove appare la serigrafia del circuito stampato, sulla quale abbiamo sovrapposto l'esatta disposizione dei componenti.

La varie fasi di montaggio sono ampiamente illustrate nell'opuscolo allegato al kit.

INSTALLAZIONE DELL'ALLARME

L'UK 887 va fissato al muro mediante le due staffe di fissaggio di cui è provvisto. La posizione di montaggio deve essere facilmente raggiungibile dalla porta d'ingresso, in modo da renderne agevole la neutralizzazione da parte delle persone autorizzate, ma deve essere sistemato in posizione che non ne permetta l'immediata localizzazione da parte di un eventuale intruso.

Si provvede quindi a montare il circuito di protezione, a seconda della necessità, tenendo presente che i vari elementi devono essere disposti in serie, e che in condizioni normali tale circuito deve essere chiuso. A circuito ultimato verificarne la continuità con un tester.

Connettere i terminali del circuito di protezione ai contatti «a» e «b» delle spine dell'UK 887.

Connettere le batterie e gli avvisatori in modo che non si possa distinguere immediatamente quali siano queste connessioni, in quanto staccandole il circuito cessa di funzionare.

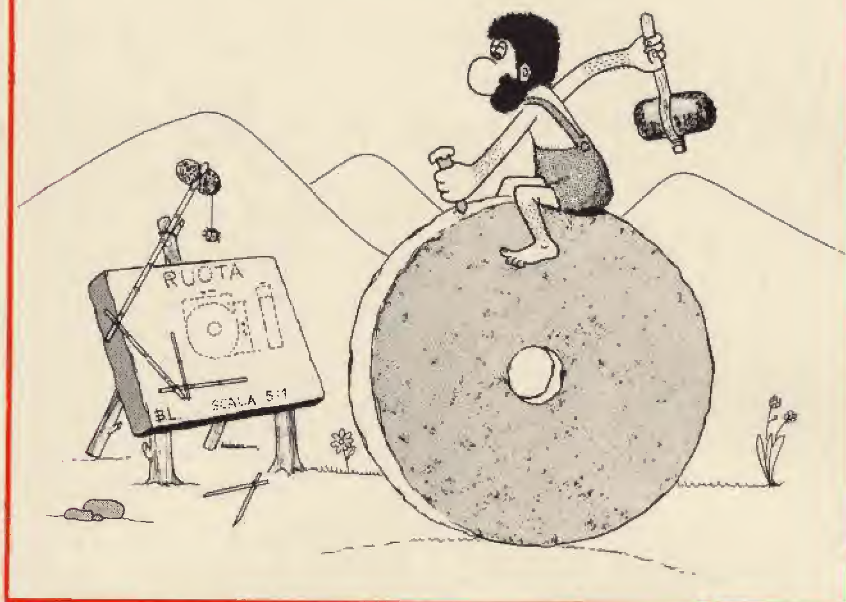
In queste condizioni e con l'interruttore a chiave aperto (chiave bloccata) si può provare in qualsiasi momento l'efficienza della rete di protezione premendo il pulsante «SECURITY TEST». Se tutto va bene la lampada deve accendersi. Lo stesso si può fare per verificare il funzionamento dell'avvisatore, premendo il pulsante «ALARM TEST».

Per la connessione dei sensori antincendio, tenere conto che il contatto di cui sono provvisti deve essere chiuso in caso di allarme. Quindi i vari dispositivi vanno connessi in parallelo tra di loro.

In linea di massima si possono distinguere tre tipi di sensori.

Un tipo interviene alla temperatura di circa 57°C e si usa nelle zone di abitazione. Un secondo tipo interviene a circa 87°C e si usa nei locali destinati alle caldaie. Esiste anche un terzo tipo che non è sensibile alla temperatura in valore assoluto, ma alle sue rapide variazioni. È evidente che tale elemento serve ottimamente per segnalare il divampare improvviso di una fiamma, prima che la temperatura dell'ambiente abbia raggiunto livelli tali da far scattare i sensori convenzionali, il che può avvenire anche con considerevole ritardo.

Bisogna ora decidere quale sarà la porta che si userà normalmente per entrare ed uscire dall'appartamento quando questo è protetto dall'allarme. Su questa porta, anziché un ramo del circuito di protezione normale, si monterà un dispositivo (microinterruttore od altro) che sia elettricamente aperto quando la porta è chiusa e viceversa quando la porta è aperta. Tale dispositivo va collegato tra le uscite «A» e «B» delle spine di connessione al centralino. Aprendo la porta di ingresso, dopo un tempo che si potrà regolare tra circa 5 e 50 s. per mezzo del potenziometro « TIME DELAY», l'allarme scatterà.



brevetti

Chi desidera copia dei brevetti elencati può acquistarla presso l'ufficio Brevetti ING. A. RACHELI & C. - Viale San Michele del Carso, 4 - Milano - telefoni 468914 - 486450.

n. 866177
Apparecchio variatore di prese di tipo statico.
WESTINGHOUSE ELECTRIC CORP.

n. 866187
Spia ottica particolarmente adatta per circuiti logici pneumatici.
DORDONI INNOCENTE

n. 866192
Procedimento per la formazione di immagini latenti elettrostatiche ed apparecchiatura elettrofotografica ad esso relativa.
KATSURAGAWA DENKI

n. 866202
Elementi fotografici a colori e procedimento relativo.
EASTMAN KODAK CO.

n. 866211
Circuito parzialmente autobilanciato.
GENERAL ELECTRIC CO.

n. 866218
Cavo coassiale per alta frequenza con conduttore esterno a treccia.
FELTEN UND GUILEAUME

n. 866228
Sistema per la trasmissione di dati con sicurezza a blocchi.
SIEMENS AKT.

n. 866230
Procedimento di fabbricazione di lampade elettriche, zoccolo per l'attuazione di questo metodo e lampade così fabbricate
BESACIER JEAN

n. 866236
Procedimento e apparecchiatura per asportare materiale mediante erosione a scintilla.
PHILIPS N.V.

n. 866237
Perfezionamenti relativi ad apparecchi di aggraffatura.
AMP. INC.

n. 866241
Alimentatore di potenza regolata.
GENERAL ELECTRIC CO.

n. 866251
Interruttore elettronico sensibile all'avvicinamento.
ROBERT BOSCH GMBH.

n. 866256
Boccola per lampadina elettrica.
MANG GERARD

n. 866258
Interruttore termostatico tarabile in particolare per la protezione termica di motori elettrici, trasformatori ed altre apparecchiature.
AMP. ELECTRICA SPA.

n. 866270
Sistema di controllo dell'accesso di una memoria ausiliaria per un sistema utilizzato per il trattamento delle informazioni.
GENERAL ELECTRIC CO.

n. 866272
Perfezionamenti nella costruzione di freni elettrici.
ROBERT BOSCH

n. 866275
Dispositivo di arresto automatico della traslazione rapida del nastro negli apparecchi riproduttori di nastri sonori.
STAAR S. A.

n. 866290
Resistore di pellicola sottile formato mediante deposizione a bassa pressione di molibdeno e tugsteno.
GENERAL ELECTRIC CO.

n. 866315
Maschera per deporre un modello di punti di fosforo coloranti, particolarmente utile nell'industria della televisione.
BUCKBEE MEARS CO.

n. 866327
Conduttore elettrico composto da un nucleo centrale di rinforzo ed una guaina esterna a minore resistenza meccanica e procedimento per la sua fabbricazione.
UNIDARE LTD.

LA CORRENTE ELETTRICA E L'ORGANISMO UMANO

Il pericolo che la corrente elettrica può rappresentare per l'organismo umano e l'azione dei fulmini sulle antenne, sono oggetto di frequenti lettere che ci pervengono dai lettori. Ciò in definitiva dimostra che chi per una ragione o per un'altra è a diretto contatto con l'elettricità ha di essa maggior timore di coloro che la considerano ancora un qualcosa di misterioso senza nutrire alcuna preoccupazione.

E' nostra intenzione trattare, in una serie di puntate, il problema relativo agli effetti che la corrente elettrica ha sull'organismo umano, e parlare dei fulmini con particolare riferimento agli impianti di antenna.

Per trattare con maggiore cognizione di causa l'effetto della corrente elettrica ci varremo del testo di una conferenza che è stata tenuta negli scorsi anni da Dalziel nella sezione della AEI di Milano.

Gli esseri umani in relazione alla costituzione del loro sistema nervoso sono molto sensibili alla corrente elettrica. La parte più sensibile dell'organismo sembra essere la lingua, almeno secondo alcuni esperimenti che sono stati condotti impiegando degli elettrodi di platino, spaziati fra loro di 1 cm e appoggiati alla lingua stessa.

Come sia elevata la sensibilità dell'uomo nei confronti della corrente elettrica è stato dimostrato da alcuni esperimenti con i quali è stato possibile constatare che il valore di soglia, tanto per la corrente alternata quanto per quella continua è di soli 45 μA.

E' evidente però che la percezione in altre parti del corpo, che non siano la lingua, e specialmente le mani, ha una maggiore importanza. Questi organi infatti sono quelli che con maggiore facilità, possono essere esposti all'azione della corrente.

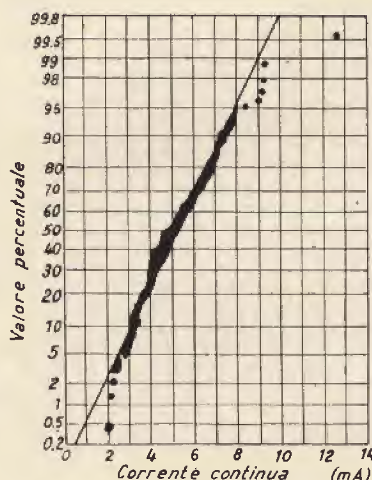


Fig. 1 - Curva relativa alla distribuzione in 115 soggetti maschili della corrente continua minima percettibile.

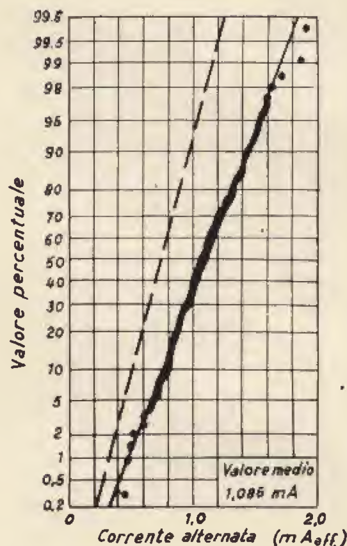


Fig. 2 - Curva relativa alla distribuzione in 167 soggetti maschili della corrente alternata minima percettibile (60 Hz).

Da una serie di esperimenti con corrente continua che sono stati condotti su 115 persone, si è riscontrato, come mostra il grafico di figura 1, che il valore di soglia in queste condizioni era dell'ordine di 5,2 mA.

I risultati illustrati nel grafico di figura 2 si riferiscono invece a delle prove eseguite mediante corrente alternata a 60 Hz. In questo caso la soglia delle persone che stringevano fra le due mani gli elettrodi scendeva a 1,1 mA.

Da notare che mentre la corrente continua a dei valori piuttosto bassi provoca nel corpo umano una sensazione di calore, la corrente alternata dà una sensazione di solletico. Nel grafico in questione si può altresì rilevare come fra gli uomini e le donne esista un diverso grado di percezione. Il rapporto per le donne, con corrente a 60 Hz è di circa 2/3.

Il grafico di figura 3 è caratteristico di alcune prove di percezione effettuate su 28 uomini per correnti la cui frequenza variava fra 60 Hz e 200 kHz. Tali prove evidentemente possono dare dei risultati leggermente differenti a seconda delle condizioni di contatto, comunque esse hanno messo in evidenza che raggiungendo il limite di frequenza compreso fra 100 kHz 200 kHz su 25 soggetti si riscontrava il passaggio graduale della sensazione di solletico a quella di calore.

prima parte di Piero SOATI

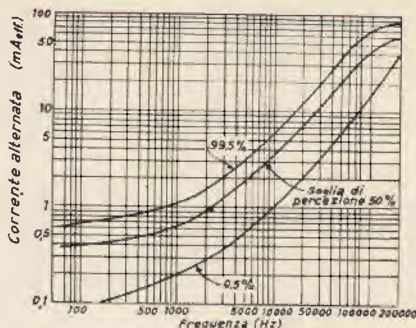


Fig. 3 - Azione delle variazioni di frequenza sul valore della corrente minima percettibile.

Aumentando l'intensità della corrente alternata si nota una perdita nell'azione di controllo volontaria dei muscoli che si trovano lungo il percorso seguito dalla corrente ed uno stato di malessere generale.

Le suddette manifestazioni si riscontrano gradualmente fino al limite nel quale il soggetto è ancora in grado di lasciare la presa dei due elettrodi: questo limite, oltre il quale il rilascio degli elettrodi non è più possibile, è noto con il nome di *corrente di rilascio.*

La *corrente di rilascio* è un fattore di notevolissima importanza perché si è potuto constatare che essa corrisponde al valore limite che qualsiasi persona è in grado di sopportare senza conseguenze almeno per quella durata di tempo che è necessaria a mollare la presa ed interrompere il circuito attraverso il proprio corpo.

Le correnti che superano lievemente il valore di rilascio si dice in gergo che *congelano* la vittima del circuito. Si tratta di correnti che l'organismo umano sopporta con notevole difficoltà e possono essere molto dannose. Se in tali condizioni non si procede ad interrompere immediatamente il circuito si manifesta una rapida diminuzione della forza muscolare, dovuta alle intense e rapide contrazioni alle quali sono soggetti i muscoli, in modo che il rilascio decresce proporzionalmente alla durata del contatto.

Coloro che siano sottoposti all'azione prolungata di una corrente il cui valore sia anche leggermente superiore a quella di rilascio sono colti da fenomeni di asfissia, svenimenti e collassi ai quali può subentrare uno stato generale di inconscienza e quindi la morte.

Il grafico di figura 4 è stato ricavato analizzando il comportamento di 28 donne e 134 uomini sotto l'azione della corrente di rilascio. Essi durante le prove dovevano tenere in una mano una piastra di ottone, oppure una striscia conduttrice avvolta in un panno imbevuto di una soluzione salina che in tal caso era stretta alla parte superiore del braccio. L'altra mano doveva stringere un elettrodo costituito da un conduttore di rame. Nel circuito venne fatta scorrere della corrente alternata avente la frequenza di 60 Hz.

L'esperimento fu preceduto da una serie di prove preliminari allo scopo di abituare i soggetti al passaggio della corrente; successivamente l'intensità di corrente fu aumentata gradualmente fino a raggiungere il valore limite al quale ciascuna persona era in grado di mollare la presa del conduttore di rame.

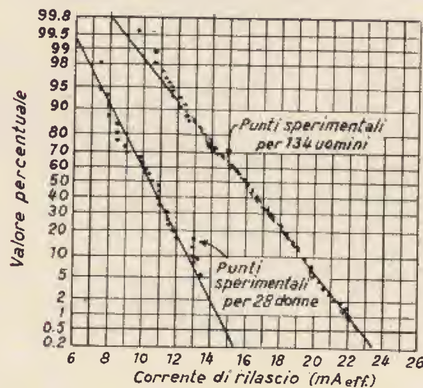


Fig. 4 - Curve di distribuzione della corrente di rilascio alternata (60 Hz) su 134 uomini e 28 donne.

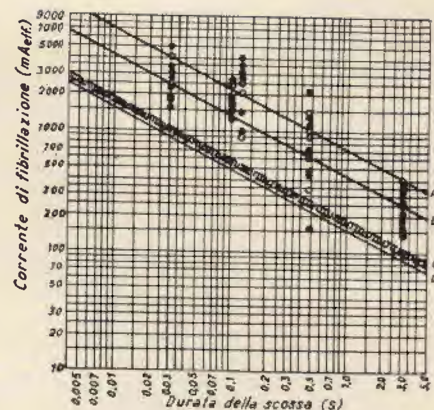


Fig. 5 - Effetto della frequenza sul valore della corrente di rilascio (solo uomini). L'aumento della frequenza provoca un aumento della pericolosità della corrente.

Siccome la ripetizione di alcune prove provocava un certo affaticamento muscolare è stato considerato come valore della corrente di rilascio quello massimo raggiunto nelle prove.

I punti sperimentali che sono indicati nel grafico sono stati ottenuti mantenendo le mani inumidite con dell'acqua salata al fine di assicurare le massime condizioni di conducibilità e ridurre contemporaneamente la sensazione di bruciore.

Ulteriori prove hanno permesso di accertare che le soglie di rilascio per gli uomini si aggirano su un valore medio di 16 mA e quello delle donne su 10,5 mA restando perciò invariato il rapporto di 2/3.

Il grafico di figura 5 si riferisce invece all'effetto delle frequenze sul

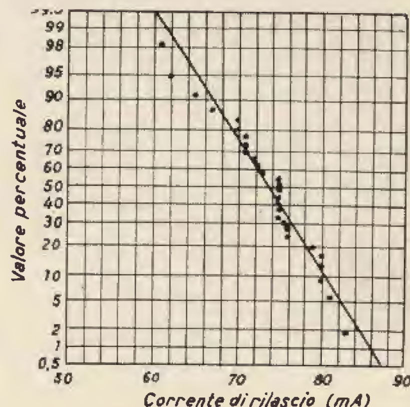


Fig. 6 - Curva di distribuzione della corrente continua di rilascio in soggetti maschili.

TUBI
ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



SOCIETÀ ITALIANA COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE

Richiedete Listino a:
SICTE - C.P. 52 - **Pavia**

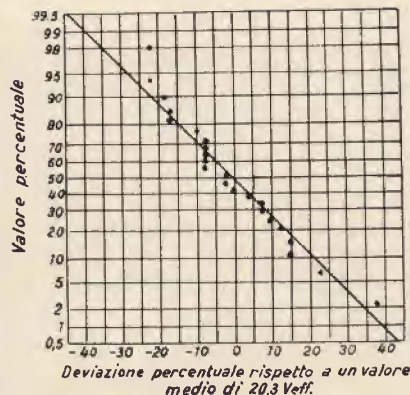


Fig. 7 - Tensioni di rilascio espresse come deviazioni percentuali del valore medio di 20,3 V_{eff} per corrente alternata a 60 Hz.

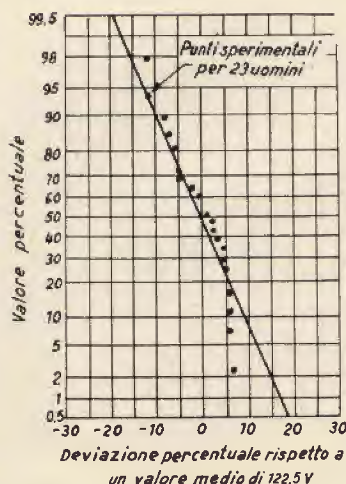


Fig. 8 - Tensioni in continua di rilascio espresse come deviazioni percentuali ad un valore medio di 122,5 V_{eff}.

valore della corrente di rilascio. Dallo stesso si può osservare che l'aumento di frequenza è pericoloso per un numero crescente di persone.

La curva inferiore del grafico è relativa alla corrente alternata massima che nel 99,5% dei casi esaminati può essere sopportata, quindi va considerata come valore limite in generale.

La figura 6 illustra invece la curva di distribuzione relativa alla corrente di rilascio di 28 uomini sottoposti ad una corrente continua.

Per gli uomini la corrente continua di rilascio, in linea di massima, ha il valore di 76 mA mentre quella delle donne è di 51 mA.

E' bene precisare che sebbene gli effetti dannosi per l'organismo umano siano provocati dal passaggio della corrente elettrica, l'unica grandezza alla quale in pratica si può fare riferimento in caso di incidente è la tensione. Ciò in pratica non è molto valido per il fatto che una stessa tensione può provocare il passaggio di correnti di valore differente attraverso il corpo umano in seguito ad imprevedibili variazioni di resistenza della pelle (pelle secca, umida, bagnata e così via), pertanto non è molto esatto parlare di *tensione di rilascio*. Inoltre occorre tenere presente che, nei circuiti ad alta tensione, la resistenza della pelle e quella di contatto hanno un ruolo del tutto secondario nel limitare la corrente che circola nel corpo della vittima, mentre per le basse tensioni hanno una importanza ben più rilevante.

E' ovvio che le maggiori condizioni di pericolosità si verificano quando i punti di contatto del corpo umano sono umidi o bagnati.

Il diagramma di figura 7 si riferisce alla tensione di rilascio espressa come deviazione percentuale, rispetto al valore medio di 21 V (20,3 V_{eff}) per corrente alternata a 60 Hz e per un percorso tra una mano che stringe un conduttore ed un braccio, al quale è stata avvolta una benda bagnata con soluzione salina, che tiene l'altro elettrodo.

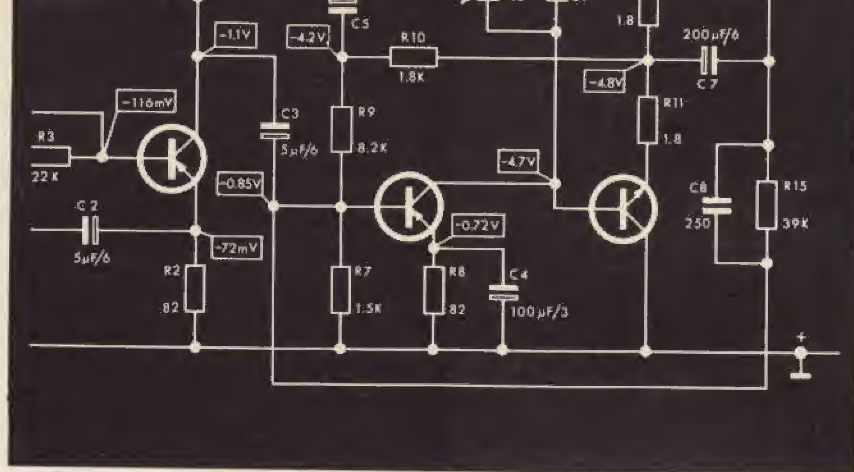
I suddetti esperimenti hanno permesso di concludere che la massima tensione di rilascio a 60 Hz, da mano a mano, che può considerarsi innocua, ha per l'appunto il valore di 21 V, mentre quella esistente fra una mano ed entrambi i piedi immersi in una soluzione salina è dell'ordine di 10 V.

Il diagramma di figura 8 si riferisce invece ai risultati conseguiti con la corrente continua.

Le tensioni di rilascio sono espresse come deviazioni percentuali rispetto al valore medio di 122,5 V eff. I soggetti sperimentati erano esclusivamente di sesso maschile.

Nel suddetto esperimento la massima tensione di rilascio riscontrata è stata di 104 V fra mano e mano e di 51 V fra mano e piedi, quest'ultimi immersi in una soluzione salina.

(continua)



circuiti per hobbisti

nuove applicazioni del µA 741

Sfruttando l'alto valore del common-mode rejection ratio del µA 741 è possibile realizzare un amplificatore a guadagno variabile e un economico interruttore analogico.

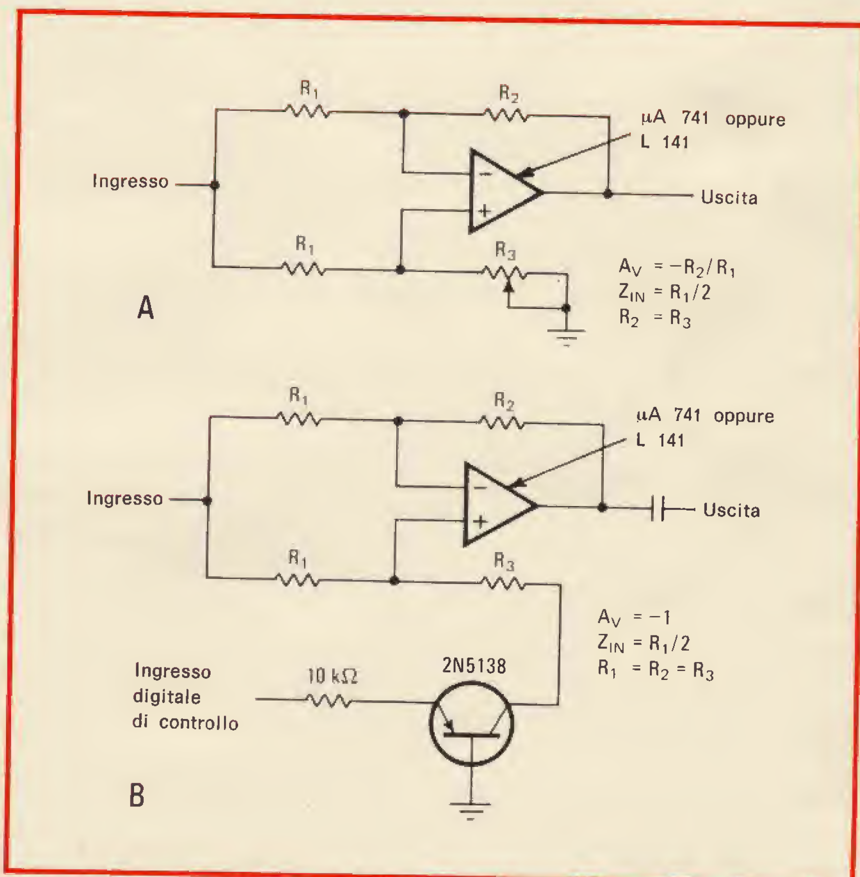
Il guadagno dell'amplificatore operazionale può essere facilmente cambiato variando le proporzioni dei segnali applicati ai suoi due ingressi.

Se ai due ingressi vengono applicati dei segnali uguali, l'uscita è nulla. Applicando un segnale maggiore a un ingresso la differenza verrà riportata opportunamente amplificata all'uscita.

Per ottenere l'amplificazione a guadagno variabile mostrato in (A) si scelgono le resistenze R1, R2 e il potenziometro R3 in modo da ottenere la resistenza d'ingresso (in questo caso uguale a $\frac{R1}{2}$) e il guadagno massimo (— R2/R1) desiderati. Per ottenere la massima attenuazione, quando il potenziometro di controllo è regolato per la più alta resistenza, è necessario sostituire R2 con un trimmer, e regolarlo in modo da ottenere con la massima precisione possibile R2 = R3.

In tal modo il guadagno può essere variato da zero a — R2/R1, a seconda che il potenziometro P3 sia regolato per il massimo o minimo valore, senza che durante la regolazione si abbia una variazione della continua in uscita.

Come mostrato in (B), questo circuito può essere usato anche come interruttore analogico, pur con alcune restrizioni nelle prestazioni: l'uscita deve essere accoppiata capacitivamente, il segnale d'ingresso deve essere inferiore a



In (A) è illustrata l'applicazione del µA 741 o del suo equivalente L 141 come amplificatore a guadagno variabile. In (B) lo stesso amplificatore operazionale viene usato come interruttore analogico. Ambedue le applicazioni sono possibili grazie all'alto common mode rejection ratio del µA 741.

1,2 V picco picco e l'amplificatore deve lavorare a guadagno unitario (R1 = R2 = R3).

Per quanto riguarda tutti gli altri parametri, le prestazioni del circuito sono veramente ottime.

Quando all'ingresso digitale di controllo è applicato un livello logico 1 (da 2,4 a 4 V) il transistore entra in saturazione e collega la resistenza R3 a massa, quindi il segnale viene attenuato di 70 ÷ 90 dB. Con il transistore in conduzione, all'ingresso non invertente dell'operazionale viene applicata una tensione continua di circa 0,6 V, che viene trasferita all'uscita. Il condensatore d'accoppiamento sull'uscita ha la funzione di eliminare questa tensione. Inviando all'ingresso digitale un livello logico 0 il transistore viene interdetto e l'ingresso non invertente dell'operazionale diviene flottante. In questo modo il segnale d'ingresso può passare attraverso l'amplificatore.

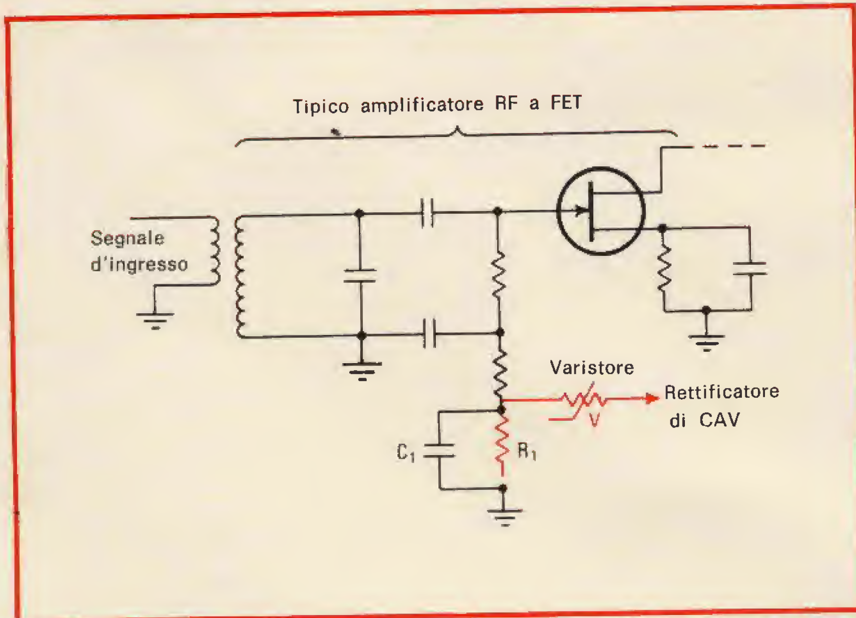
Se il segnale è abbastanza positivo da polarizzare la giunzione base-collettore, l'uscita verrà distorta nei picchi positivi.

un divisore di tensione a varistore migliora il CAV dei ricevitori

E' possibile migliorare il livellamento del segnale di un ricevitore aggiungendo semplicemente un varistore allo stadio di controllo del guadagno. Il varistore e un resistore fisso formano un divisore di tensione variabile che viene posto fra l'amplificatore RF e il rettificatore del CAV.

Questa modifica migliora le prestazioni del circuito di CAV poiché la percentuale della tensione di controllo, applicata allo stadio RF a guadagno variabile, varia concordemente al livello del segnale d'ingresso; cioè, a bassi livelli di segnale questa percentuale è minima, per cui l'amplificatore lavora col massimo guadagno e si ottiene così la migliore figura di rumore. Col CAV a varistore, si ottengono i benefici del CAV ritardato senza la brusca discontinuità nella caratteristica di controllo di quest'ultima tecnica.

Quando il segnale di CAV è al suo massimo livello, cioè quando si è in presenza di un segnale molto forte, la resistenza del varistore è bassa e quindi quasi tutta la tensione di CAV viene applicata allo stadio RF.



Un divisore variabile formato da un varistore e da un resistore fisso (in rosso nella figura) permette di ottenere i vantaggi del CAV ritardato senza la brusca discontinuità delle caratteristiche di controllo di quest'ultimo.

In questo modo si ottiene la massima riduzione di guadagno.

Quando la tensione di CAV è al suo più basso livello (con segnale debole) la resistenza del varistore è alta e solo una piccola percentuale della tensione di CAV viene applicata allo stadio RF, per cui la riduzione di guadagno è minima.

Il varistore e il resistore R1 vengono selezionati in modo che la resistenza del varistore sia circa la metà di R1 quando la tensione di CAV è al massimo valore, cioè in presenza di segnali molto forti. In questo modo si ottiene il miglior livellamento per segnali d'ingresso compresi fra 1 e 1.000 mV e la migliore figura di rumore per segnali al disotto dei 10 µV.

I valori del resistore e del varistore dipendono anche dal livello di segnale disponibile sul rettificatore di CAV.

In genere il resistore R1 deve essere di circa 2 MΩ per ricevitori a valvole e circa 100 kΩ per ricevitori a semiconduttori.

Dato che la costante di tempo del filtro di CAV formato dal varistore, dal resistore e dal condensatore C1, cambia al variare del livello di segnale, il condensatore deve essere scelto in modo da ottenere un efficace filtraggio delle variazioni di modulazione quando il varistore è circa la metà del valore del resistore.

Inserendo questo dispositivo in un ricevitore a semiconduttore è possibile migliorare la sensibilità di 3 dB, dimezzare la variazione in dB dell'uscita per una data variazione all'ingresso e aumentare il livello d'uscita da 8 a 12 dB.

oscillatori a cristallo

Montando dei MOSFET a porta singola in un oscillatore Pierce modificato e in un inseguitore catodico con funzione di disaccoppiamento, si ottiene un oscillatore a cristallo di eccezionale stabilità al variare della tensione di alimentazione.

Questo oscillatore controllato a quarzo è economico, interfaccia facilmente con logiche TTL, e può essere alimentato a 5 V.

Le variazioni della frequenza dovute alla tensione di alimentazione sono molto contenute grazie all'alto valore dei resistori di source tanto nello stadio oscillatore che nel pilota, e alle relativamente grandi capacità presenti nei circuiti di gate e di drain dello stadio oscillatore.

Per variazioni della tensione di alimentazione da 3 a 9 V, l'instabilità della frequenza d'uscita è inferiore a $1 \cdot 10^{-6}$, cioè di 1 Hz su 1 MHz.

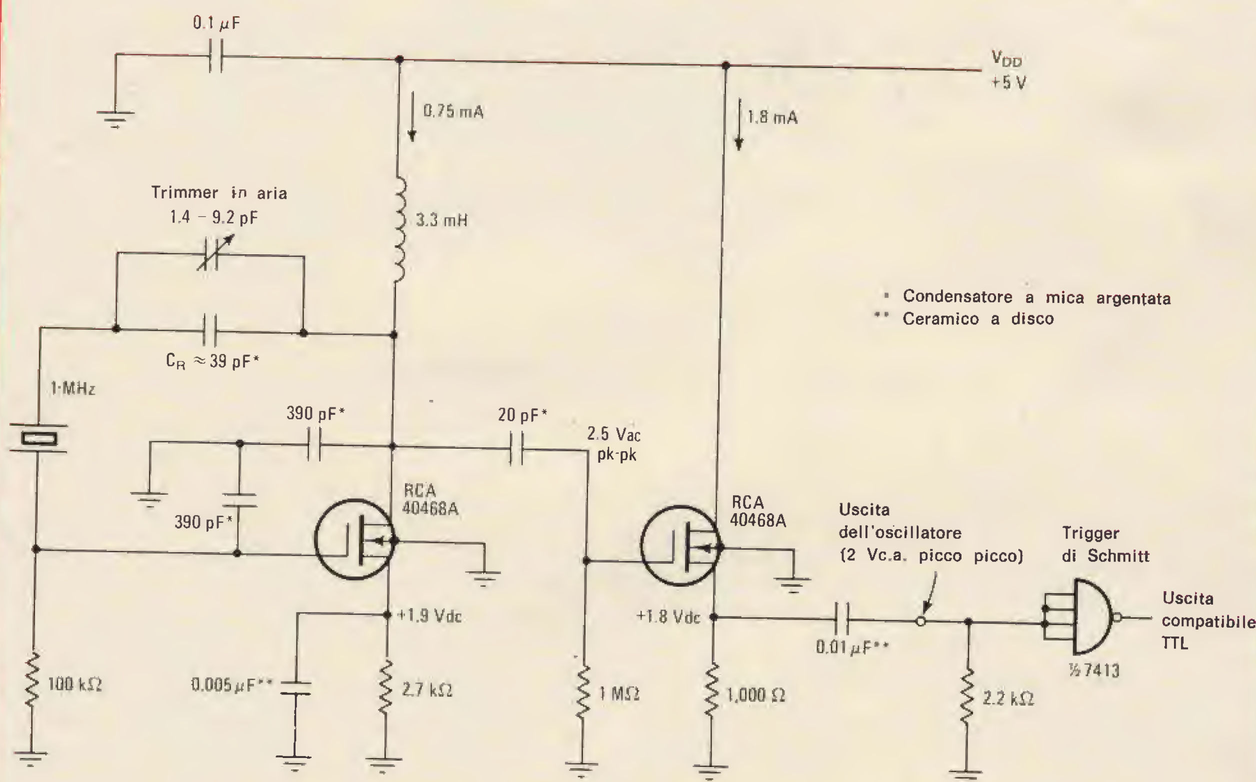
Dato che il circuito in se stesso è molto stabile, le prestazioni dell' oscillatore dipendono soprattutto dalla qualità del cristallo.

Un buon cristallo termostatato dovrebbe avere, dopo il riscaldamento, una stabilità di $1 \cdot 10^{-8}$ per giorno, e se la temperatura ambiente è abbastanza stabile, le prestazioni dell'intero circuito sono in pratica altrettanto buone.

Per ottenere un'eccellente interfaccia con circuiti TTL è sufficiente impiegare un trigger di Schmitt tipo 7413. Il resistore di pulldown da 2,2 kΩ permette di pilotare correttamente il trigger senza caricare eccessivamente l'inseguitore catodico.

Col 7413 è possibile ottenere una buona interfaccia TTL anche con una tensione di alimentazione dell'oscillatore di soli 3 V.

Per ultimo è bene precisare che il valore di CR è solo indicativo, in quanto dipende dalle caratteristiche del quarzo usato.



L'oscillatore in figura, un Pierce modificato a MOSFET con un pilota sempre MOSFET e un trigger di Schmitt con funzione di interfaccia TTL, ha una stabilità di $1 \cdot 10^{-6}$ per variazioni dell'alimentazione da 3 a 9 V, ed è così stabile con la temperatura, che questo parametro dipende quasi totalmente dalle caratteristiche del cristallo.

LA PROTEZIONE DELL'EQUIPAGGIO MOBILE DEGLI APPARECCHI DI MISURA

a cura di FRANTOS

Riportiamo in questo articolo alcuni esempi di circuiti adatti alla protezione dell'equipaggio mobile degli strumenti di misura, attuati con diodi a giunzione normale, con diodi tunnel e con diodi regolatori di tensione.

Come tutti i nostri lettori avranno avuto modo di constatare personalmente, quando si usa un apparecchio di misura che dispone di diverse sensibilità, è facile provocare dei sovraccarichi sull'equipaggio dello strumento dovuti a errori di collegamento. Può capitare di collegare una tensione di 120 V al terminale dei 10 V o a quello dello 0,1 mA in continua.

Vediamo ora di fare un esempio per meglio chiarire il concetto. Supponiamo che la bobina dello strumento abbia una resistenza di circa 2000 Ω e che non abbia alcuna protezione automatica. Sul terminale di 0,1 mA, la differenza di potenziale massima ammissibile ai suoi capi è uguale a :

$$2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-4} = 2 \cdot 10^{-1} = 0{,}2 \text{ V}$$

In queste condizioni, quando si applica alla bobina mobile una differenza di potenziale di 120 V, il sovraccarico corrisponde a $\frac{120}{0{,}2}$ = 600, cioè 600 volte il valore della corrente necessaria a provocare la deviazione totale dell'indice dell'apparecchio. E' chiaro che nessun tipo di equipaggio mobile, può sopportare un sovraccarico di questo valore. Per fare un esempio pratico, si può dire che questa condizione corrisponde al voler pesare un uomo con una bilancia analitica di laboratorio dalla portata di 100 grammi.

La protezione automatica dell'equipaggio mobile degli apparecchi di misura si può effettuare per mezzo di diverse soluzioni. Naturalmente, ciascuna di queste soluzioni ha i suoi vantaggi e i suoi svantaggi; vediamo ora di dare qualche notizia:

— i fusibili: questi si interrompono quando l'intensità della corrente che li percorre supera un valore ben definito, interrompendo il circuito;

— gli elementi non lineari, in modo particolare i diodi a giunzione al silicio, i diodi zener e i diodi tunnel; questi possono comportarsi come un cortocircuito che protegge la bobina quando sono collegati in parallelo con la stessa;

— gli elementi elettromagnetici; possono essere di relè sensibili, oppure dei trasformatori saturabili che limitano la corrente.

Questi elementi vengono utilizzati sia singolarmente che associati fra di loro.

E' necessario però, nonostante tutti i metodi di protezione, fare molta attenzione durante le misure. In effetti, nessun tipo di apparecchio, dal prezzo abbordabile, è completamente invulnerabile; ciò è dovuto al fatto che è studiato e realizzato per sopportare momentaneamente le false manovre e le errate applicazioni di tensione. Si deve però tener presente che, quando i sovraccarichi sono forti, il tempo di applicazione deve essere il più breve possibile. In questo caso l'utilizzatore deve avere cura di togliere immediatamente la corrente quando l'indice dello strumento subisce un colpo notevole e oltrepassa il limite massimo, oppure quando l'indice è sottoposto a una vibrazione violenta.

IMPIEGO DEGLI ELEMENTI NON LINEARI

Diodi a giunzione

In un apparecchio, per limitare gli eventuali sovraccarichi, è necessario disporre in parallelo all'equipaggio mobile G, due diodi a giunzione al silicio montati come si può vedere in fig. 1.

Vediamo ora il circuito di fig. 2, dove vi è un solo diodo D, montato in parallelo all'equipaggio mobile G. In questo caso, fino a quando la differenza di potenziale ai capi del-

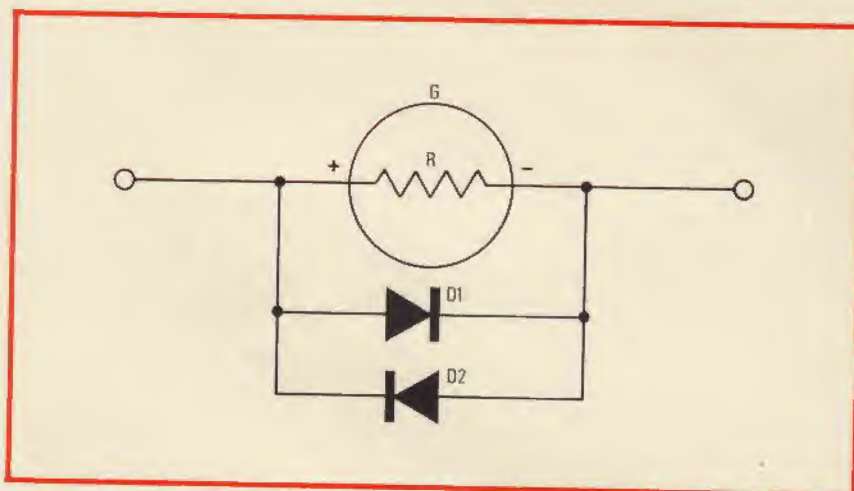


Fig. 1 - Circuito di protezione attuato per mezzo di due diodi a giunzione collegati in opposizione fra di loro.

l'equipaggio mobile è inferiore o uguale alla differenza di potenziale massima in regime normale, la resistenza equivalente al diodo è di valore elevato (diversi megaohm) e di conseguenza la relativa intensità di corrente è trascurabile. In definitiva è come se il diodo non ci fosse.

Supponiamo ora che nel circuito di fig. 2 si abbia un sovraccarico di corrente elevato, per esempio 300 volte circa la corrente necessaria per ottenere la deviazione totale dell'equipaggio mobile. La resistenza equivalente al diodo cade, in questo caso, a un valore molto basso (dell'ordine di un centinaio di ohm), perché la maggior parte della corrente passi nel raddrizzatore. Per quanto riguarda la corrente che passa realmente nell'equipaggio mobile, costituisce ancora un sovraccarico elevato (circa una decina di volte la corrente nominale), ma è ancora sopportabile.

Ricordiamo che il diodo D1 collegato in parallelo con l'equipaggio mobile non modifica in nessun modo la misura normale e contemporaneamente riduce sensibilmente un eventuale sovraccarico di valore elevato. Naturalmente questa condizione è valida nel caso in cui le polarità della corrente siano tali che il diodo lasci passare la corrente. Nel caso, invece, in cui le polarità siano invertite il diodo non ha alcun potere di protezione sull'equipaggio mobile. Per questo motivo si è aggiunto il secondo diodo D2. Come si può vedere i due diodi D1 e D2 sono montati in parallelo entrambi all'equipaggio mobile con i loro sensi diretti o passanti incrociati come rappresentano in fig. 1.

I due diodi devono avere caratteristiche uguali. Uno di questi svilupperà la maggior parte della sovraccorrente, qualunque sia la polarità di una sovraccorrente continua. Nel caso di una sovraccorrente alternata, il diodo D1 e il diodo D2 deriveranno alternativamente la maggior parte del sovraccarico.

DIODO TUNNEL

La protezione di un equipaggio mobile può essere ulteriormente migliorata aggiungendo un diodo tunnel.

Il principio su cui si basa il funzionamento di un diodo tunnel è in relazione ad un fenomeno della fisica dei solidi. L'effetto di tunnel è uno delle principali manifestazioni dei semiconduttori «degenerati».

E' noto che per semiconduttore «degenerato» si intende un semiconduttore di tipo P o N, fortemente drogato, cioè dove la concentrazione degli atomi donatori è aumentata oltre il normale in modo da avere una grande riserva di portatori di cariche. Per concludere, si può affermare che il diodo tunnel è un diodo a giunzione PN realizzato fra due regioni fortemente drogate. Ricordiamo inoltre che la giunzione è estremamente sottile, infatti il suo spessore è dell'ordine di 10^{-6} cm mentre quello di una giunzione normale è dell'ordine di 10^{-4} cm.

Com'è noto, in una giunzione PN normale una barriera di potenziale si forma in seguito alla diffusione

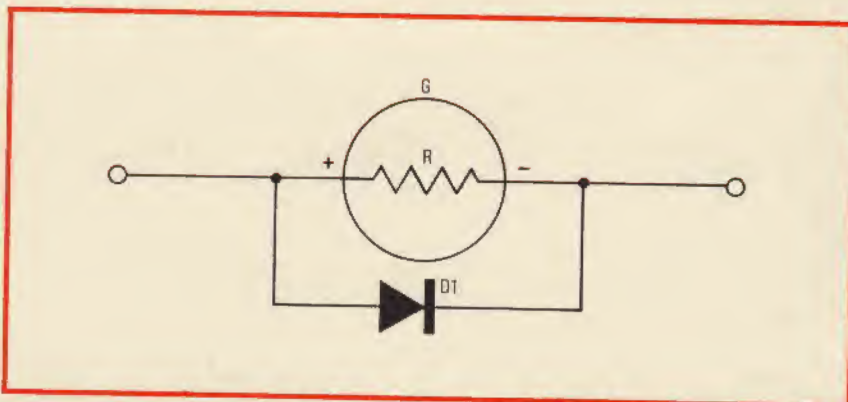


Fig. 2 - Circuito di protezione attuato con un solo diodo a giunzione posto in parallelo allo strumento.

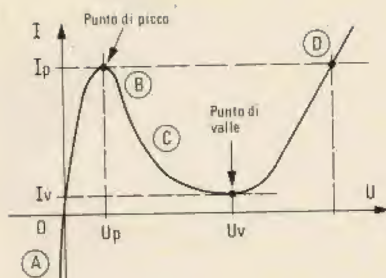


Fig. 3 - Caratteristica statica di un diodo.

dei portatori di carica. Una volta che si è creata, questa barriera di potenziale si oppone ad ogni nuova diffusione degli altri portatori di carica. L'altezza della barriera di potenziale, materializzata dalla differenza di potenza della giunzione, è di solo qualche decina di volt. (nel caso d'impiego del silicio la tensione è di 0,6 V).

Perché una particella elementare possa superare la barriera di potenziale è necessario fornirgli una energia supplementare applicando ai capi della giunzione una tensione continua superiore a 0,6 V. Quando invece il valore della tensione è inferiore a 0,6 V, nessun portatore di carica può normalmente superare la barriera. Ora, si può constatare che alcune particelle arrivano a superarla in queste condizioni. Tutto ciò avviene come se le particelle, invece di superare la barriera, passando sotto, si gettassero in qualche modo in un tunnel scavato nella barriera. Questo è l'effetto di tunnel previsto dalla meccanica dei quanti.

In fig. 3 è raffigurata la caratteristica statica I = f (U) del diodo. Questa curva presenta le seguenti particolarità:

1) Corrente inversa molto elevata e proporzionale alla tensione inversa applicata; come si può vedere è molto più elevata della corrente diretta (regione A).
2) Una corrente diretta elevata per bassi valori di tensione diretta (regione B).

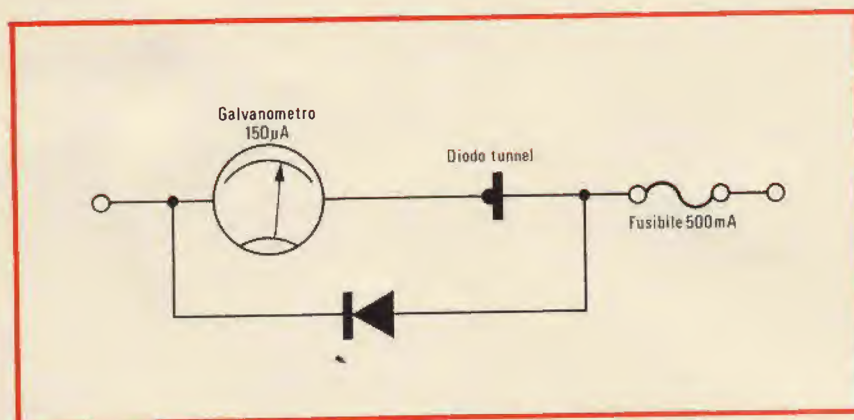


Fig. 4 - Circuito di protezione attuato con un diodo a giunzione e un diodo tunnel.

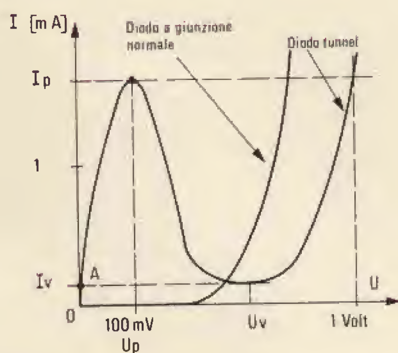


Fig. 5 - Caratteristica di funzionamento di un diodo tunnel confrontata con la caratteristica di un diodo a giunzione.

3) Una regione di pendenza negativa nella quale la corrente diretta diminuisce quando la tensione diretta aumenta (regione C).
4) Una seconda regione a pendenza positiva per la quale la corrente diretta ricomincia ad aumentare con la tensione e che può essere assimilata alla corrente diretta di una giunzione ordinaria (regione D).

Ricordiamo che la teoria della giunzione PN è valida in questa regione.

Come si può vedere nello schema di fig. 4, il diodo tunnel è collegato in serie con il galvanometro da proteggere. A sua volta l'insieme diodo tunnel e galvanometro è posto in parallelo a un diodo al silicio a giunzione normale, collegato in senso diretto (fig. 4). In regime normale d'impiego, il punto di funzionamento del diodo tunnel si trova fra il punto O e il punto A come si vede dalla curva di fig. 5. Questo corrisponde a una corrente fra 0 e 150 μA e una tensione posta fra 0 e 10 mV; questa caduta di tensione supplementare, che si introduce anche in serie, nella maggior parte dei casi si può trascurare.

Se si impiega un buon galvanometro, la caduta di tensione totale, ai capi dell'insieme galvanometro-diodo tunnel, non supera i 100 mV; con questo valore di tensione la corrente derivata dal diodo a giunzione normale è trascurabile (il suo valore è circa il 5% della corrente nel galvanometro). In questo modo i due diodi non hanno alcuna influenza sensibile sulla misura. Quando si presenta un sovraccarico, nel caso di una sovraccorrente superiore alla corrente di picco del diodo tunnel, questa si misura in qualche nanosecondo.

Il punto di funzionamento passa sul secondo tratto a pendenza positiva (regione D) della caratteristica I = f (U).

In questo momento, la tensione ai capi dell'insieme galvonometro-diodo tunnel supera abbondantemente i 100 mV, e il diodo normale deriva quasi tutta la sovraccorrente, una corrente appena superiore alla corrente di valle del diodo tunnel (150 μA) continua a passare nel galvanometro senza che questo corra alcun pericolo di danneggiarsi. Il circuito di fig. 4 è previsto per proteggere gli apparecchi a corrente continua.

Quando è necessario ottenere una protezione totale di apparecchi in alternata o in continua collegati inversamente, si deve duplicare il dispositivo. In questo caso è necessario realizzare il circuito di fig. 6, dove sono stati posti due diodi tunnel collegati in serie e in opposizione e due diodi normali collegati in parallelo e in opposizione.

DIODI REGOLATORI DI TENSIONE (Zener)

Il diodo regolatore di tensione, è il nome più esatto che si può dare a un dispositivo semiconduttore al silicio, noto come diodo zener.

La caratteristica I = f (U) è simile a quella raffigurata in fig. 7. Questa richiama le seguenti note:

Ricordiamo che un diodo regolatore di tensione si comporta come un diodo al silicio normale, se questo viene polarizzato in senso diretto. Quando invece ai suoi capi si inverte il senso della tensione, cioè quando si polarizza nel senso di blocco, attraverso il diodo circola una corrente di fuga del valore di qualche microampere. Questa corrente resta indipendente per una gamma di tensioni molto vasta. Quando si aumenta ancora la tensione, la corrente cresce istantaneamente fino ad un valore relativamente elevato e precisamente qualche decina di mA o diversi ampere.

La tensione per la quale si manifesta questo brusco aumento di corrente inversa viene comunemente chiamata tensione di rottura.

Quando un diodo regolatore è impiegato in modo corretto, permette di proteggere con efficacia contro i sovraccarichi, i galvanometri e gli altri apparecchi a bobina mobile senza ridurre considerevolmente la loro precisione.

Come si può vedere dallo schema di fig. 8 il diodo viene collegato in parallelo all'equipaggio mobile. Prima che si produca la rottura (in regime di funzionamento normale), la resistenza del diodo regolatore ha un valore tanto elevato che, in molti casi, ha un effetto trascurabile sulla misura stessa.

Quando la bobina mobile subisce un brusco sovraccarico, in modo tale che la rottura si manifesta all'interno del diodo regolatore, si introduce allora in parallelo all'equipaggio una resistenza di piccolo valore, dell'ordine di circa 10 Ω. Con questo sistema, la corrente nella bobina viene così limitata al suo valore di sicurezza, in quanto il diodo deriva la maggior parte della sovraccorrente. Grazie a questo meccanismo si evita qualsiasi azione violenta sul movimento di rotazione della bobina mobile, proteggendo così l'indice e gli altri organi da rotture o danneggiamenti.

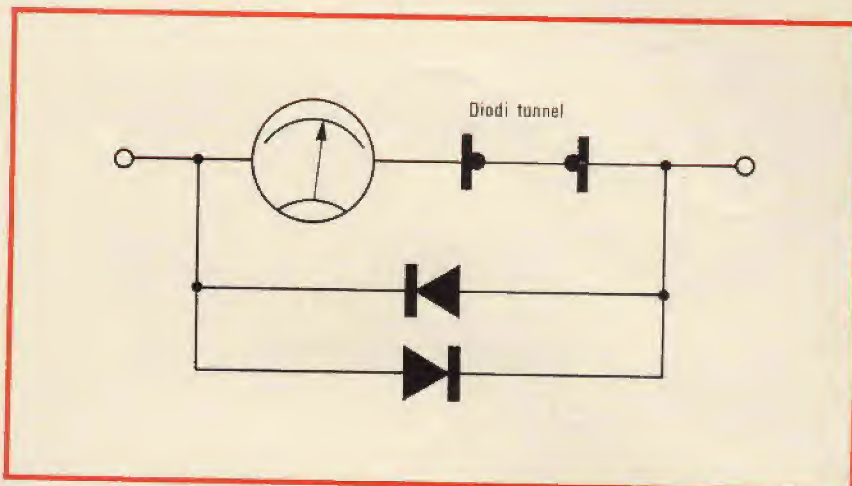


Fig. 6 - Circuito di protezione attuato per mezzo di due diodi tunnel collegati in serie e di due diodi a giunzione collegati in parallelo.

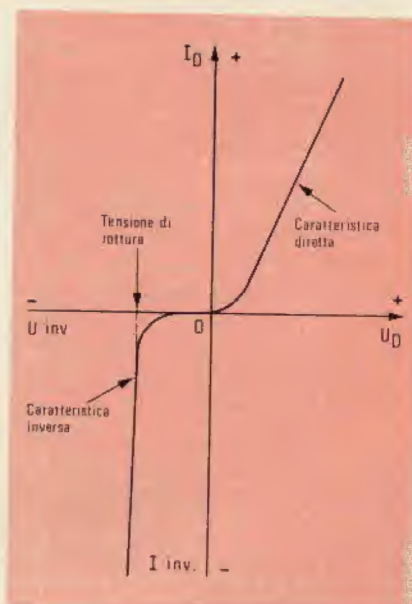


Fig. 7 - Caratteristica di funzionamento di un diodo regolatore di tensione.

La condizione ideale sarebbe che la tensione di rottura del diodo superasse di poco la tensione che determina la deviazione totale dello strumento.

In pratica, la tensione di rottura è spesso uguale a tre volte questo valore, in modo da ridurre l'effetto della corrente del diodo esistente prima della rottura. Questo sistema di protezione dell'equipaggio mobile ha un altro grande vantaggio. Se erroneamente viene invertita la polarità del galvanometro l'indice non può deviare nel senso sbagliato, a causa della proprietà di raddrizzamento offerta dal diodo. Nel caso si impieghi un secondo diodo al silicio D, questa volta un tipo a giunzione normale, oltre al diodo regolatore D_r, come si può vedere dallo

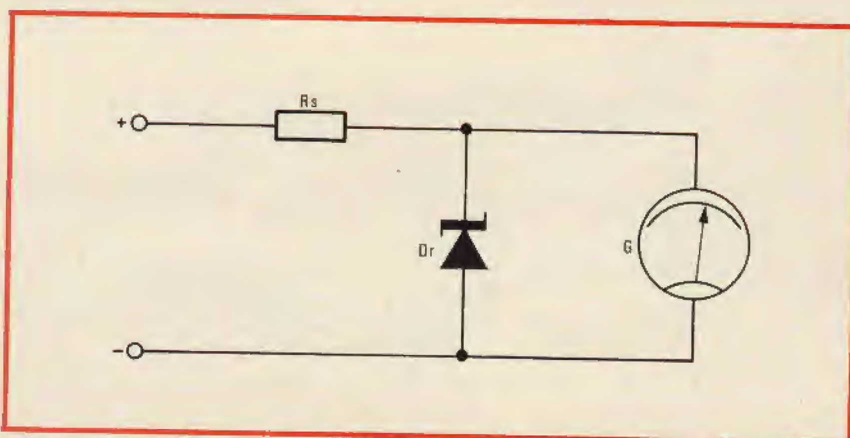


Fig. 8 - Circuito di protezione attuato per mezzo di un diodo regolatore di tensione collegato in parallelo allo strumento.

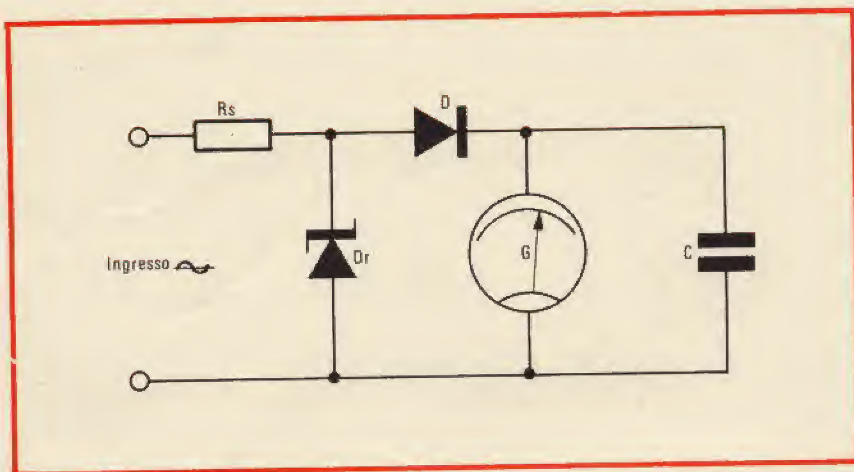


Fig. 9 - Circuito che permette la lettura diretta in corrente alternata.

schema di fig. 9, questa combinazione permette la misura diretta in corrente alternata (senza passare attraverso i raddrizzatori abituali). Ciò si ha in quanto la deviazione è proporzionale alla metà del valore efficace della tensione d'ingresso.

Se vogliamo evitare l'oscillazione dell'indice indicatore alle basse frequenze, è necessario collegare in parallelo alla bobina un condensatore di valore elevato.

Concludendo si può constatare che i metodi ora descritti utilizzano degli elementi non lineari, che assicurano una protezione statica efficace per l'equipaggio mobile senza alterare minimamente le caratteristiche dello strumento e, in modo particolare, la sua sensibilità.

Questo tipo di protezione interviene instantaneamente al contrario di quanto si avrebbe con sistemi termici o elettromagnetici. Inoltre essa protegge, oltre all'equipaggio mobile, anche gli elementi che gli sono direttamente associati e cioè i raddrizzatori di misura, limitando la tensione ai loro capi in tutti i sovraccarichi in modo automatico. Ricordiamo ancora che questo tipo di protezione è efficace anche per delle correnti di piccola intensità, cioè per valori che non sarebbero in grado di far saltare il fusibile.

In effetti se consideriamo la legge di Joule:

$$W\ (J) = RI^2t$$

si può constatare che il riscaldamento è proporzionale al quadrato della corrente, quindi se il valore di I è piccolo, il quadrato di I sarà più piccolo, per esempio:

$$\left(\frac{1}{10}\right)^2 = \frac{1}{100}$$

e quindi il riscaldamento è basso.

I fusibili disponibili in commercio possono fondere con delle correnti almeno uguali a una frazione notevole di ampere, corrispondente cioè a un riscaldamento relativamente notevole. E' inoltre importante ricordare che il tempo d'intervento di un fusibile non è abbastanza rapido per proteggere in modo efficace degli elementi a semiconduttore come i raddrizzatori di misura.

UNO STUPENDO TRASMETTITORE PER GLI APPASSIONATI DEL RADIOCOMANDO

Si tratta di un apparecchio di prestazioni ottime per portata, praticità, stabilità e precisione delle frequenze di emissione. La regolazione della frequenza di modulazione si ottiene con la semplice rotazione di un potenziometro semifisso. La selezione delle quattro frequenze acustiche corrispondenti ciascuna ad un canale, avviene con la manovra di un commutatore a cloche, che rende istintiva la scelta del canale giusto in relazione al movimento da far eseguire al mezzo da pilotare, un sensibile strumento di misura segnala in ogni istante il perfetto funzionamento del trasmettitore, e può servire, tramite apposito commutatore, alla verifica della efficienza delle batterie di alimentazione.



UK 302

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione: 12 V con batterie a pile incorporate oppure mediante batteria esterna.

Frequenza di emissione: 27,125 MHz

Frequenza di modulazione dei canali: 1.000, 1.500, 2.000, 2.500 Hz



radionautica
radiodiffusione
radioamatori

QTC

di P. SOATI

RADIONAUTICA

La Stazione di **Roma - IDQ** - radiodiffonde informazioni meteorologiche per mare Mediterraneo come dal seguente prospetto:

IDQ frequenza 110 kHz tipo A 1
ore: 0500 GMT

IDQ frequenza 119 kHz tipo A 1
ore: 0930, 1800, 2100 GMT

IDQ frequenza 2291 kHz tipo A 1
ore: 0500, 2100 GMT

IDQ2 frequenza 4280 kHz tipo A 1
ore: 0500, 1800, 2100 GMT

IDQ3 frequenza 6390,3 kHz tipo A 1
ore: 0500, 0930, 1800, 2100 GMT

IDQ4 frequenza 8486 kHz tipo A 1
ore: 0930 GMT

Contenuto (in lingua inglese): ciascun messaggio comprende le seguenti parti:

Parte 1°: avvisi di burrasca o di tempesta.
Parte 2°: situazione meteorologica generale.
Parte 3°: previsioni per il Mediterraneo Occidentale.
Parte 4°: previsioni per il Mediterraneo Centrale.
Parte 5°: previsioni per il Mediterraneo Orientale.

Se non vi sono degli avvisi di tempesta viene trasmesso il gruppo **«part one gale warnings - nil».**

Le previsioni sono valide 12 ore (le ore sono espresse in tempo GMT) e segnalano la direzione e la forza del vento, le condizioni del tempo e la visibilità. Esse sono sempre seguite da un breve cenno sulla tendenza del tempo per le successive 12 ore.

I limiti e le denominazioni delle zone di previsione sono quelle indicate nella tabella relativa alle previsioni stesse. (8/9/73-36.21).

RADIOFARI DELL'AERONAUTICA

Nel seguente elenco sono indicati i radiofari dell'aeronautica funzionanti attualmente in Italia. Il servizio è da ritenere continuo salvo indicazione contra-



Fig. 1 - Apparecchio per la ricezione in fac-simile dei dati meteorologici della KODEN Electronics (APEL - MAR di Genova).

ALCIDES NUNES DE AZEVEDO
Rua 27 - 521 - Ilha do Governador - ZC-32
20000 - Rio de Janeiro - GB.

LABRE

BRASIL

PY1DUB

RADIO	DATE	QTR	FREQ.	MOD	RST	TX	RX
I1SOJ	14/1/72	20,12	21	599	CW	DX60B	HR-10B

REMARKS MONZA — ANT. DIPOLE

TNX NICE QSO DR OM PIERO HPE CUA GN BEST DX ES VY 73
QSL PSE REC Direct or Via P. O. Box 58 LABRE / GB

Fig. 2 - QSL della stazione brasiliana PY1DUB a conferma di collegamento con I2SOJ in banda 21 MHz. (RX-TX Sommerkamp FTDX505).

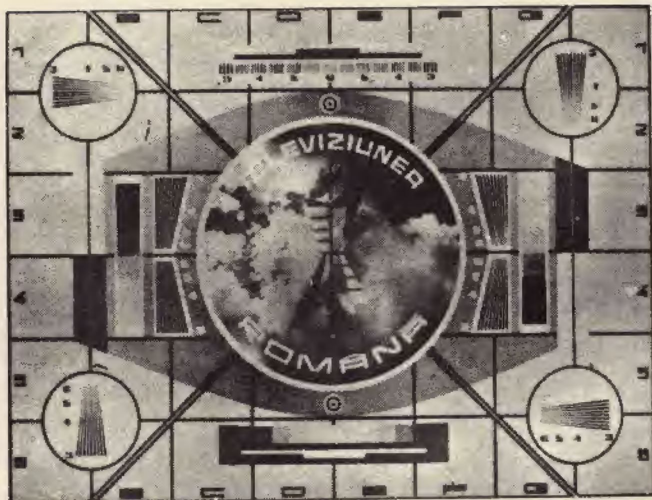


Fig. 3 - Monoscopio irradiato dalle emittenti Rumene (Radiodifuziunea Televiziunea Romana).

ria. E' indicato nell'ordine il nome della località in cui è installato il radiofaro, il tipo di emissione, il nominativo e la portata in miglia nautiche.

ALBENGA, 268 kHz Al, **ABN,** 50 mg. **ALGHERO,** 382 kHz, Al, **ALG,** 100 mg. **AMENDOLA,** 381 kHz, A2, **AME,** 50 mg. **ANCONA,** 374,5 kHz, A1, **ANC,** 100 mg. **BARI,** 323 - kHz, A1, **BAI,** 50 mg. **BRINDISI,** 363,5 A1, **BRD** 100 mg, **CAGLIARI-ELMAS,** 270 kHz A1, **CAG,** 40 mg. **CAPO CARBONARA** (Sardegna), 402 kHz A1, **CAR,** 100 mg. **CATANZARO** (Caraffa), 376 kHz A2, **CDC,** 150 mg. **CATANIA,** 261 kHz A2 **CAT,** 80 mg. **CERVIA,** 387 kHz A1, **CEV,** 50 mg. **CHIOGGIA,** 408 kHz, A1, **CHI,** 50 mg. **CIRCEO,** 366 kHz A1, **CIR,** 50 mg. **CROTONE,** 337 kHz A2 (dal sorgere al tramonto), **CRO,** 50 mg. **DECIMOMANNU** (Sardegna), (dal sorgere al tramonto), 331 kHz A1, **DEC,** 50 mg. **ISOLA D'ELBA** (Monte Calamita), 360 kHz A1, **ELB,** 50 mg. **GENOVA** (Sestri P.), 318 kHz A1, **GEN,** 100 mg. **GENOVA-CAMOGLI,** 389 kHz A2, **CMO,** 50 mg. **GIGLIO** (isola), 312 kHz A1, **GIG,** 50 mg. **GRAZZANISE,** 261 kHz A2, **GRA,** 50 mg. **GROSSETO,** 406 kHz A1, **GRO,** 50 mg. **GROTTAGLIE,** 331 A2, **GRT,** 50 mg. **ISCHIA,** 362 kHz A1, **ICH,** 50 mg. **LATINA,** 379 A2, **LAT,** 50 mg. **LECCE,** 352 kHz A2, **LCC,** 50 mg. **NAPOLI,** 339 kHz A2, **NPL,** 50 mg. **NAPOLI** (Pomigliano), 351 kHz A2, **POM,** 30 mg. **OLBIA** (Venafiorita - Sardegna) (dal sorgere al tramonto), 357 kHz A2, **OLB,** 60 mg. **OSTIA,** 321 A1, **OST,** 50 mg. **PALERMO,** 355,5 A1, **PAL,** 150 mg. **PALERMO** (Punta Raisi), 329 kHz A2, **PRS,** 25 mg. **PANTELLERIA** (isola), 335 kHz A1, **PAN,** 100 mg. **PISA,** 379 kHz A2, **PIS** 50 mg. **PONZA** (isola), 280 kHz A1, **PNZ** 50 mg. **PRATICA DI MARE,** 339 kHz, A2, **PRA,** 25 mg. **REGGIO CALABRIA,** 268 A2, **RCA** 50 mg. **RIMINI** (Miramare), 335 kHz A1, **RIM,** 75 mg. **ROCCA IMPERIALE,** 279 kHz A2, **RMP,** 50 mg. **ROMA** (Fiumicino) 345 kHz A2, **FIU,** 25 mg. **SORRENTO,** 390 A1, **SOR,** 100 mg. **TARQUINIA,** 265 A1, **TAQ,** 50 mg. **TRAPANI** (Birgi), 255 A2, **TRP,** 50 mg. **VENEZIA** (Tesséra) 379 kHz A2, **VEN,** 25 mg.

Durante la notte può essere utilizzato per l'atteraggio il radiofaro di **Treviso** che presta servizio continuo su 340 kHz A2, **ISA,** 50 mg. **VIESTE,** 405 kHz A1, **VIE,** 100 mg.

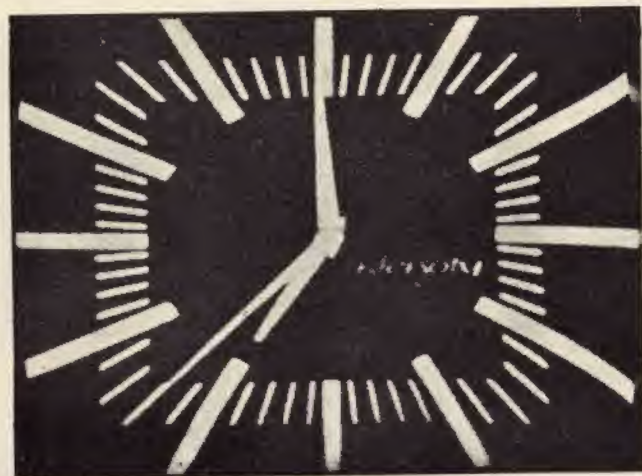


Fig. 4 - Emissione dell'ora esatta delle stazioni televisive cecoslovacche (Ceskoslovenska televize).

RADIOFONIA PER SWL

Fra le notizie più importanti relative ai primi mesi autunnali si deve segnalare l'aumento di potenza della stazione SARREBRUCK (Germania RF) che passa da 600 a 1200/1500 kW.

Sono stati installati alcuni trasmettitori di media potenza in Libia e precisamente a Misurata 1484 kHz, Bengasi 1484 kHz e a El Beida 674 kHz.

La stazione RADIO CAROLINA INTERNAZIONALE che trasmetteva sulle frequenze di 774 kHz a 1187 kHz in alto mare, è stata sostituita dalla stazione di **Radio Seagull.** Questa stazione annuncia altresì Radio Atlantis. La stazione che trasmetteva questa estate al largo di Famagosta (Cipro) su 1540 kHz è nota con il nome di **Radio Paix.**

RADIOAMATORI

ABBREVIAZIONI PER RADIOAMATORI
(parte II)

GA	=	good afternoon, go ahead - **buon pomeriggio, andare avanti**
GB	=	good bye - **arrivederci**
GD	=	good, good day - **buono, buon giorno**
GE	=	good evening, **buona sera**
GG	=	going - **andare a**
GH	=	good hunting - **buona caccia (al dx)**
GL	=	good luck - **buona fortuna**

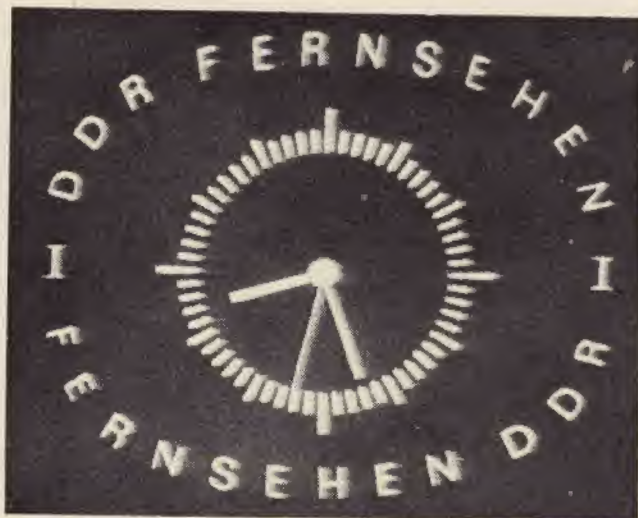




Fig. 5 - Emissioni dell'ora da parte delle emittenti televisive della Germania dell'Est (Deutcher Fernsehfunk), delle stazioni del primo e del secondo programma.

GLD = glad - **felice**
GN = good nigh, gone - **buona notte, andato**
GM = good morning - **buon giorno**
GMT = greenwich mean time - **tempo medio di Greenwich**
GP = ground plane, group - **antenna ground plane, gruppo (di parole)**
GRS = groups - gruppi - **(in un messaggio)**
GUD = good - **buono**
GTGS = greetings - **auguri**
GV = give - **date**
HAM = amateur - **radioamateur**
HD = ho, hard - **ho, difficoltà**
HI = high, laughter - **alto, riso o risata (talvolta)**
HLO = hello - **esclamazione di sorpresa o di richiamo**
HLV = hasta la vista (spagnolo) - **arrivederci**
HM = him - **lui**
HPE = hope - **spero**
HPI = happy - **felice**
HR = here, hour - **qui, ora**
HRD = heard - **udito**
HRX = heureux (francese) - **felice**
HV = have - **io ho**
HVNT = haven't - **io non ho**
HVY = heavy - **pesante, difficile**
HW? = how, Come? **(e voi come mi sentite).**
IM = intermodulation - **intermodulazione**
INFO = information - **informazione**
INPT = input - **entrata**
IRPT = I repeat - **io ripeto**
ITV = interference TV - **interferenza alla TV**
K = go ahead - **andare avanti**
KLIX = clicks - **ticchettio**
KEY = key - **tasto manipolatore**
KNW = know - **conoscere**
LKG = looking - **guardare**
LNG = long - **a lungo**
LOG = logbook - **quaderno di stazione**
LSN = listen - **ascoltare**
LSW = listener - **radioamatore di ascolto**
LTR = letter, later - **lettera, più tardi**
LW = low, long wave - **basso, onde lunghe**
MAG = magazine - **magazzino**
MCI = merci - (francese) **grazie**
MI = my - **mio**
MIKE = microphone - **microfono**
MNI = many - **molti**
MNL = manual - **manuale**
MO = moment - **momento**
MSG = message - **messaggio**
MOD = modulation - **modulazione**
N = no
NG = no good - **non buono**
NIL = nothing - **nulla**
NM = no more - **non più**
NN = noon - **mezzogiorno**
NR = near, number - **vicino, numero**
NW = now - **ora**
OB = old boy - **vecchio mio**
OC = old chap, old chum - **vecchio ragazzo, vecchio compagno**
OK = all correct - **compreso tutto, tutto bene**
OL = old lady - **vecchia mia**
OM = old man - **vecchio mio**
OP = operator - **operatore**
OPN = opn, operating - **aperto, operativo**



MATSUSHITA

CAPSULA MICROFONICA a condensatore

Impedenza: 1000 Ω ± 30% a 1000 Hz
Sensibilità: — 58 dB ± 3 dB
Direttività: omnidirezionale
Tensione applicabile: 1 ÷ 10 Vc.c.
Tensione lavoro standard: 4,5 Vc.c.
Rapporto segnale/rumore: > 40 dB
Dimensioni: ∅ 11 x 16,5 mm

Esecuzione con positivo a massa
WM-053Z QQ/0354-00

Esecuzione con negativo a massa
WM-054Z QQ/0356-00



G.B.C. Italiana - REDIST division
Divisione Distribuzione Componenti.

OPR	=	operator - **operatore**
OT	=	old timer - **veterano**
PA	=	power amplifier - **stadio finale di potenza**
PART	=	part - **in parte, parzialmente**
PD	=	period, paid - **periodo, pagato**
PM	=	post meridian - **dopo mezzogiorno**
PP	=	push-pull - **stadio simmetrico**
PPGN	=	propagation - **propagazione**
PSE	=	please - **per favore**
PSED	=	pleased - **felice**
PSBL	=	possible - **possibile**
PSN	=	position - **posizione**
PWR	=	power - **potenza**
Q	=	vedere **codice Q**

RIPARTIZIONE NOMINATIVI RADIOAMATORI (seguito)

ISOLE BARBADOS
Stazioni di radioamatori: **8P6AA ÷ 8P6ZZ**

BIRMANIA
Stazioni di radioamatori e sperimentali: **XZ2AA ÷ XZ2ZZ**

BOTSWANA (Rep)
A2A. seguito da due o tre lettere

QATAR (Stato)
A7A ÷ A7Z (attribuzione provvisoria)

BURUNDI (Rep)
9U5 seguito da due lettere

CAMERUN
TJ1 seguito da due lettere

CANADA
VE1 seguito da 2 o più lettere N. Scozia, N. Brunswich, Is. Principe Edoardo
VE2 seguito da 2 o più lettere Provincia di Quebec
VE3 seguito da 2 o più lettere Provincia di Ontario
VE4 seguito da 2 o più lettere Provincia di Manitoba
VE5 seguito da 2 o più lettere Provincia di Saskatchewan
VE6 seguito da 2 o più lettere Provincia di Alberta
VE7 seguito da 2 o più lettere Provincia della Colombia Britannica
VE8 seguito da 2 o più lettere Territorio di Yukon e del Nord Ovest
VE9 seguito da 2 o più lettere stazione di radioamatore a bordo di una nave
V01 seguito da 2 o più lettere Provincia di Terranova (escluso Labrador)
V02 seguito da 2 o più lettere Provincia di Terranova (solo Labrador)

I nominativi con il gruppo VE9 si riferiscono a stazioni sperimentali.

LA TV LIBERA NON È MORTA

di Peppo SACCHI

Se ritorno con il pensiero a tutti i mesi che sono trascorsi, e potrei dire anni, da quando abbiamo iniziato, io ed i miei amici-collaboratori, l'impresa di Telebiella, provo un senso di esultanza mescolato a profondo smarrimento. Esultanza per i tempi gloriosi, che ho fiducia potranno ritornare: i tempi in cui iniziammo tra mille difficoltà, che non cessarono mai, che anzi si moltiplicarono; non c'era più giorno né notte, per tutti noi, e sono perfettamente consapevole di avere chiesto tanto forse troppo, a coloro che mi affiancavano, che mi sono tuttora vicini. Ho potuto chiedere tanto, perché il mio stesso entusiasmo era di tutti: non era la speranza del guadagno a spingerci, ma una passione vivissima, la stessa che ancora adesso abbiamo.

Lo smarrimento lo provo, e l'ho provato soprattutto lo scorso maggio, per il modo subdolo e prepotente insieme con il quale la nostra piccola televisione via cavo è stata messa a tacere: mi riferisco al famoso decreto presidenziale del 29 marzo 1973, venuto a conoscenza della stampa, e quindi di tutti, soltanto l'11 maggio con il quale l'allora ministro delle Poste on. Gioia ci metteva bellamente fuori legge. Un senso di smarrimento, ripeto, più che di rabbia o di indignazione, per il modo disgustoso con cui l'operazione era stata progettata e posta in essere: mi sono sentito suddito e non più cittadino, ho continuato a sentirmi suddito, poi, quando mi è stato notificato il decreto ministeriale con cui si imponeva lo smantellamento di Telebiella. Abbiamo resistito fin che abbiamo potuto, il 1° giugno gli agenti della Polizia postale sono venuti e ci hanno tagliato i cavi, li abbiamo anche ripresi, fino all'ultimo momento finché lo schermo è diventato tutto grigio e frusciante. Non avevamo certo intenzione di resistere con la forza, almeno quella dimostrazione, che eravamo cittadini e non banditi, dovevamo darla. Dispiace alla nostra coscienza di uomini liberi e democratici (tali ci sentiamo tutti noi di Telebiella, dove nessuna tessera di partito è richiesta, dove si chiede solo onestà e sincerità), che un atto così prepotente sia stato compiuto sotto la mascheratura della legalità. Difendere un monopolio vecchio e frusto, salvaguardare i propri grossi interessi personali, sta bene tutto, anzi non sta bene per niente, ma tant'è, si sa come vanno purtroppo queste cose: ciò che ci offende profondamente è che siano invocati i sacri principi democratici, che si sia parlato di estreme esigenze di salvaguardare (con gli accenni ai progetti di televisione via cavo regionali) le idee di tutti (probabilmente a percentuali accuratamente ca-



PEPPO SACCHI è il creatore di «Telebiella», il primo uomo che in Italia ha avuto il coraggio di sfidare il monopolio televisivo.

Ha iniziato la sua carriera come regista e sceneggiatore di cortometraggi cinematografici per il Cine Club di Biella; è stato poi cameramen alla TV italiana negli studi di Torino, poi operatore cinematografico e cameramen alla TV Svizzera, Infine, regista alla TV italiana degli studi di Milano e in varie riprese esterne: Salsomaggiore, Castrocaro ed altre manifestazioni canore. Uomo sensibile, non politico o asservito a carozzoni politici, viene dalla gavetta e perciò disturba con le sue idee libere e democratiche che in questa nostra democrazia non hanno modo di sopravvivere.

(Nella foto, PEPPO SACCHI a sinistra — con il legale di «Telebiella», avv. Alberto Dall'Ora).

librate a seconda delle percentuali di voti di ciascun partito o fazione), che ci abbiano trattati come bambini che giocano con cose che non possono capire, e che possono farsi male, e provocare chissà quali danni.

Noi capivamo, capiamo una cosa sola: che la televisione via cavo, così come l'abbiamo concepita noi, e tanti altri nostri amici di numerose città italiane, è un mezzo di espressione libero, che deve essere a disposizione di tutti, e deve servire tutti: ma non i partiti, l'uno o l'altro, non gli interessi di questo e di quello. Deve essere la voce del quartiere, della cittadina, come può essere Biella, o Asti, o qualunque altra. E' un mezzo completamente distinto, diverso, dalla grande televisione centralizzata, piramidale, monopolistica (per usare le parole del dott. Zerilli-Marimò, uno dei maggiori studiosi del problema, che ci conforta con il suo dotto appoggio): è il mezzo per diffondere le informazioni minute, quelle della via, del rione, una finestra non sul mondo intero, ma sulla strada di casa; ed insieme un mezzo unico, inimitabile, di diffusione di informazioni capillari, specializzate, pertinenti. Si pensi ai programmi scolastici, che soprattutto negli Stati Uniti, e nel Canadà, vengono diffusi a migliaia, su altrettanti «cavi», da altrettante piccole stazioni collegate alle scuole.

E ai programmi di scambio culturale, tra diverse «reti» o stazioni: per una singolare coincidenza, che ci ha colpito particolarmente, l'11 maggio, quando, verso sera, venimmo a sapare del decreto taglia-cavo, a Telebiella si stava concretizzando, alla presenza di legali, l'associazione denominata rete A 21 TV, che riuniva — proprio allo scopo di realizzare, con unità di intenti, programmi di scambio realizzati da una o da diverse stazioni fra quelle aderenti — un certo numero di città, che non voglio citare, perché nessuno si domandi perché questa sì e quell'altra no: i motivi sono diversi, con qualche città era fino ad allora mancato un concreto collegamento, di altre avevamo saputo di giochi di potere o di interessi particolari, che desideravamo prima approfondire con ogni cautela. Non a caso Telebiella ad alcuni convegni fra i rappresentanti delle numerose città in cui erano sorte, o stavano per sorgere, televisioni via cavo, non ha partecipato: qualche volta per impegni precedenti, altre perché non eravamo sicuri di concordare in pieno con le idee che sapevamo sarebbero state esposte.

Ed ora siamo qui, a battere il passo: attendiamo l'esito del ricorso che i nostri legali hanno inoltrato alla Corte costituzionale, ed anche all'altra Corte europea a Lussemburgo, sulla legittimità del monopolio della Rai. E chissà che nel frattempo qualcuno a Roma non ravvisi l'utilità di concederci improvvisamente un'autorizzazione provvisoria. Del resto, c'è chi ha approfondito del divieto per la tv via cavo per far cadere il Governo, salvo a dimenticarsi subito dopo del problema: quindi non ci stupiremmo di niente, tutto può accadere oggi in questa nostra cara e pazza Italia.

Frattanto non ce ne stiamo con le mani in mano: stiamo studiando di utilizzare i mezzi a nostra disposizione per farci conoscere, e per farli conoscere. Nessuno ci può impedire di produrre nastri videomagnetici e di diffonderli attraverso venti-trenta o più televisori. Le possibilità sono moltissime. Abbiamo iniziato contatti per programmi scolastici: il sussidio audio-visivo è destinato ad avere un grande sviluppo. Potrà concorrere alla formazione non soltanto dei bambini e dei ragazzi, ma anche degli adulti: potrebbe potenziare molto efficacemente corsi culturali per adulti, corsi tecnici, corsi di qualificazione per manodopera. Mezz'ora di trasmissione, con la messa in evidenza di particolari processi di lavorazione, di macchinari, di schemi, può essere più efficace di una lunga, dotta relazione orale. E può essere ripresa, ripetuta più volte, senza alcun aggravio di spesa. Ripeto, grazie al Cielo, in una scuola o in più scuole, in un'azienda, in un circolo o comunque in edifici privati, la legge — pur così restrittiva — non ha alcun effetto. Quella stessa legge che, al limite, proibendo ogni tipo di trasmissione, potrebbe venire applicata contro una madre che chiamasse il figlio attraverso la strada, per farlo rientrare in casa.

Le nostre apparecchiature, leggere, poco ingombranti, non richiedono masse di tecnici: tre-quattro persone possono utilmente operare, riprendere a scopo dimostrativo, didattico, pubblicitario, divulgativo, tutto quanto venisse richiesto, da un particolare procedimento tecnico-scientifico sino ad un ciclo di lavorazione industriale come una grande catena di montaggio. I nastri possono poi essere riprodotti in più copie, il sonoro — registrato contemporaneamente — può essere integrato, rifatto. Sono cose che forse tutti sanno o intuiscono, pensando ai grandi mezzi moderni di cui è dotata la grande televisione di stato: ma non tutti pensano che sono già estremamente accessibili, con un minimo di attrezzatura e di organizzazione. Tra qualche anno saranno diffusi apparecchi riproduttori, da applicare ad ogni televisore, nei quali inserire un video-disco di materiale sintetico, leggerissimo, che si può ripiegare, vendere come un giornale. Già esistono queste cose, anche se per ora il loro prezzo è quasi inaccessibile e la loro utilità ancora nulla, dato il loro stadio sperimentale e la conseguente assenza di applicazioni pratiche. Per tutta questa serie di ragioni noi pensiamo che le leggi non potranno opporsi al progresso tecnologico: ciò non è mai avvenuto, ci vuole altro che un decreto, fra l'altro di dubbia legittimità, come illustri giuristi confermano, per bloccare un'evoluzione che — sì, ammettiamolo — potrebbe per breve tempo intaccare determinati, particolari interessi egoistici.

Per questo noi continuiamo a prepararci, e non ci ritiriamo, come qualcuno ha pensato e sperato. Sopravviviamo a costo di notevoli sacrifici, pagando di persona, dedicando alla nostra televisione imbavagliata tempo che, altrimenti impiegato, ci darebbe ben altre soddisfazioni materiali. Ma ci sembra giusto fare così come facciamo: siamo convinti che il tempo ci darà pienamente ragione.

(da Notiziario Industriale)



la tecnica delle telecomunicazioni

di Piero SOATI

la professione di attualità:

IL RADIO-OPERATORE

Iniziamo con questo numero una nuova rubrica nella quale tratteremo degli argomenti che saranno del massimo interesse per coloro che, essendo già in possesso della necessaria preparazione teorica, intendano dedicarsi alle attività professionali nel settore delle radiocomunicazioni, indipendentemente dal titolo di studio di cui sono in possesso e cioè del certificato o brevetto internazionale di RT di prima o seconda classe, o del diploma di una scuola tecnica secondaria superiore o anche di una scuola professionale. Ovviamente prenderemo in considerazione gli argomenti di maggiore attualità ed interesse.

NOZIONI PRELIMINARI

Si può affermare, senza tema di smentita, che circa il 70% delle apparecchiature elettroniche che sono prodotte oggigiorno sulla Terra, compresi gli elaboratori elettronici, siano destinati, direttamente od indirettamente, ai centri operativi il cui compito è quello di comunicare informazioni di ogni genere, di carattere militare o civile, ai corrispondenti che si trovano nelle più disparate località del nostro globo e, con l'avvento della esplorazione spaziale, alle astronavi e satelliti artificiali che si trovano al di fuori dell'atmosfera terrestre.

Queste informazioni possono essere trasmesse con sistemi molto differenti fra loro ad esempio tramite emissioni radiotelegrafiche, a bassa od altissima velocità, radiotelefoniche e radiofoniche ed anche sotto forma di immagini televisive, fac-simile e di genere affine.

Ovviamente i vari metodi che consentono all'uomo di comunicare a distanza possono differenziarsi notevolmente l'uno dall'altro anche nell'ambito dello stesso sistema. Infatti se il mezzo più semplice di comunicare via radio consiste in una stazione trasmittente e in una stazione ricevente che consentono l'invio di un solo tipo di informazione (ad esempio stazione costiera e stazione di bordo), attraverso dispositivi intermedi si perviene ai sistemi multicanali in cui un unico ponte radio è in grado di trasmettere e di ricevere contemporaneamente centinaia e migliaia di informazioni le quali possono avere anche delle caratteristiche del tutto differenti fra loro. Così un ponte radio può ad esempio irradiare e ricevere centinaia di emissioni telegrafiche di vario tipo, radiofoniche, radiotelefoniche e televisive attuate ovviamente con principi notevolmente diversi (a parte le emissioni televisive, una emissione può essere effettuata come è noto con modulazione di ampiezza, modulazione di frequenza o ad impulsi e così via).

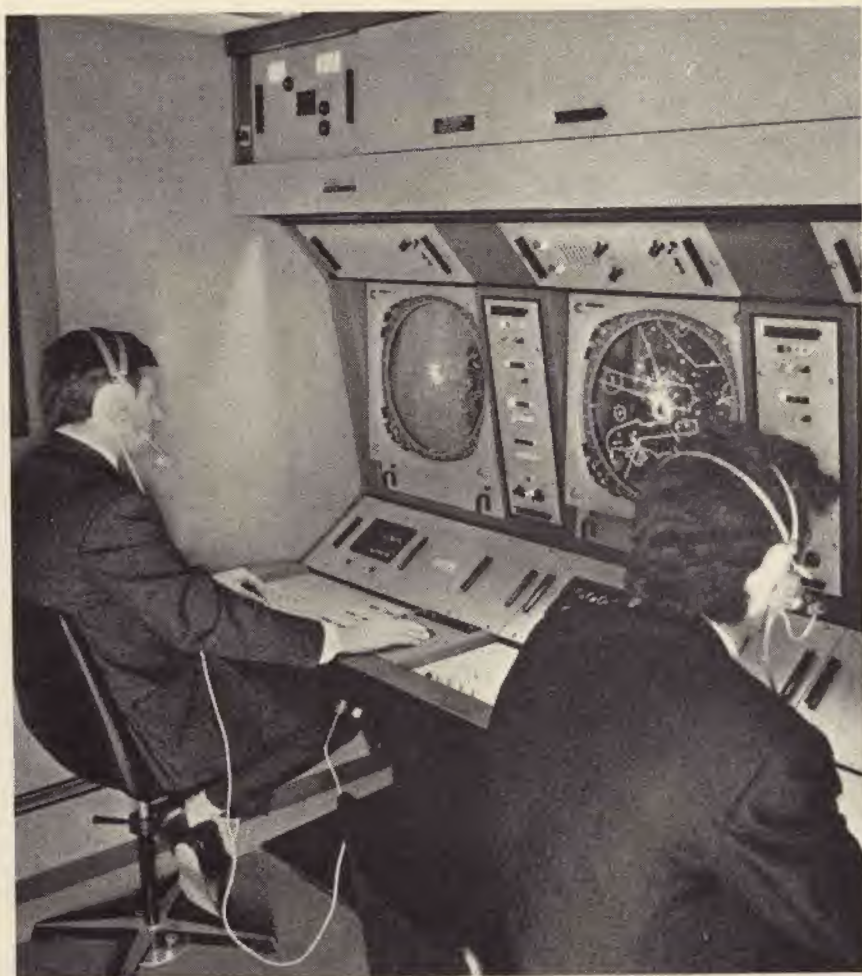


Fig. 1 - Un centro operativo dell'areonautica civile dotato di moderne apparecchiature di controllo della MARCONI.



Fig. 2 - Sezione ricevente di un moderno Centro di Controllo per servizi marittimi. Alla destra è visibile la telescrivente.

Tenuto buon conto di quanto abbiamo detto è facile intuire che chiunque al giorno d'oggi intenda dedicarsi al settore professionale delle radiocomunicazioni, contrariamente a quanto avveniva poco più di un decennio fa, deve essere in possesso di una preparazione teorica sufficientemente ampia che gli consenta in seguito di specializzarsi, nel minore tempo possibile, in una delle tante branche di attività in cui si suddivide il settore stesso.

In Italia, a differenza di altri paesi più avanzati, il personale destinato al servizio professionale delle radiocomunicazioni segue delle vie del tutto diverse fra loro.

Abbiamo infatti i titolari del Certificato o brevetto internazionale di prima e seconda classe RT *i quali sono ottimamente preparati per quanto concerne l'esercizio e la manutenzione delle stazioni radio, di bordo e terrestri, sulle norme e la procedura che regolano, nel loro insieme, le radiocomunicazioni. Essi pertanto sono in grado di svolgere qualsiasi tipo di traffico radio e di conmprendere il funzionamento degli apparecchi altamente specializzati che dovranno impiegare, ma la loro preparazione tecnica, se pur notevole, deve essere approfondita al termine della scuola che permette loro di conseguire il Certificato internazionale. Essa infatti non sempre è sufficiente a permettere il loro inserimento in complessi tecnici più impegnativi.*

Purtroppo la preparazione, in tal caso, dovrà essere effettuata secondo un metodo autodidattico poiché in Italia non esistono scuole che consentono di conseguire un certo perfezionamento teorico-pratico nel campo dell'elettronica.

L'altra categoria che può aspirare ad inserirsi nel settore professionale delle radiocomunicazioni è costituita essenzialmente dai diplomati delle scuole secondarie superiori che sono in possesso del diploma di perito industriale. Questi diplomati sono in effetti dotati di una preparazione teorica molto più completa ma per contro non hanno ricevuto alcuna nozione pratica su quanto riguarda l'esercizio delle stazioni e dei centri radio.

In questi due gruppi talvolta possono inserirsi giovani che provengono dai più seri istituti professionali statali.

Con la continua evoluzione dei sistemi di comunicazione atti ad assicurare collegamenti migliori anche a distanze che in passato erano impensabili, ed anche in relazione alla continua ascesa del numero delle emittenti in tutti i tipi di servizi, si sta sentendo la necessità di ampliare altresì il numero dei centri di controllo il cui compito è quello di assicurare il regolare andamento delle emittenti che occupano lo spettro delle onde em loro assegnato, centri che assumono ancor maggiore importanza nel campo delle comunicazioni spaziali. E' evidente perciò che per precorrere i tempi anche in Italia si dovrà procedere ad una radicale trasformazione delle scuole che sono destinate a fornire gli operatori per le radiocomunicazioni che appena terminato l'iter scolastico dovranno essere in grado di inserirsi direttamente nell'attività professionale.

Per chiarire meglio le idee elenchiamo qui di seguito le materie che un operatore dovrebbe conoscere a perfezione. Anche in questo caso ci atteniamo ai dati forniti dal CCIR.

CIO' CHE DEVE SAPERE UN TECNICO ELETTRONICO PER RADIOCOMUNICAZIONI

Materie generali

Definizioni e termini impiegati dall'U.I.T. (Union International de Télécommunications). Ripartizione delle frequenze e loro definizione. Regolamento Internazionale delle Radiocomunicazioni.

Principali trattati internazionali relativi, in modo particolare, alla attività che l'operatore deve intraprendere.

Leggi e regolamenti nazionali relativi alle radiocomunicazioni in genere.

Teoria

Oltre una perfetta conoscenza dell'elettrotecnica e della radiotecnica in generale, è richiesta una buona padronanza della matematica specialmente per quanto concerne l'utilizzazione dei logaritmi e dei decibel.

Propagazione delle onde elettromagnetiche, leggi che la regolano e metodi da seguire per predirne la distribuzione in funzione delle stagioni e delle località.

Tipi delle emissioni radioelettriche e loro classificazione.

Conoscenza e caratteristiche dei sistemi di radionavigazione come ad esempio radiogoniometria, Loran, Decca, ILS, Tacan ecc.

Procedura nelle radiocomunicazioni

Procedura da usare nei servizi mobili.

Procedura per il servizio mobile aereo.

Principali procedure in uso nei servizi civili e militari.

Codici di servizio compreso il codice Q ed il codice Z oltre alle abbreviazioni di servizio, ai segnali di identificazione.

Nominativi delle stazioni radio — attribuzione e formazione.

Conoscenze tecniche particolari

Radiogoniometri. Apparecchi in uso per le misure di frequenza ad alta precisione. Analizzatori di spettro. Convertitori per telescriventi. Apparecchi di fac-simile. Apparecchi per la misura del campo em. Regolazione delle telescriventi. Registratori su nastro. Registratori di diagramma.

Registratori indicanti l'occupazione di spettro. Principali tipi di



Fig. 3 - Stazione di controllo militare dotata di apparecchiature Marconi situata nelle regioni polari.



VIDEO RISATE



...il giocatore numero otto non sembra molto familiare con la tecnica del golf!...



...cari telespettatori, il pescatore numero 13 di questa appassionante gara pare un tipo davvero sicuro di sè!...



...concludiamo così, cari sportivi, la nostra intervista al rappresentante dell'associazione calciatori...

ricevitori e trasmettitori professionali. Antenne riceventi ed antenne trasmittenti e loro commutazione. Banchi di comando.

Identificazione ed interpretazione dei segnali

Identificazione delle stazioni in funzione del loro nominativo, del tipo di traffico, di particolari segnali ecc.

Identificazione dei segnali ad orecchio, ad esempio: manipolazione a spostamento di frequenza, telescriventi, emissioni automatiche, multiplex, fac-simile ecc.

Interpretazione dei diagrammi registrati: larghezza di banda, percentuale di modulazione, bande laterali, segnali parassiti e così via.

Occupazione dello spettro.

Ricezione in telegrafia

A seconda del servizio l'operatore deve svolgere la ricezione dei segnali Morse alla velocità prevista per il certificato RT di prima o di seconda classe.

Dattilografia

Velocità media 40 parole al minuto.

Lavori di ufficio

Tenuta dei giornali di ascolto. Rapporti sulle infrazioni. Rapporti sui disturbi. Compilazioni dei formulari internazionali (ad esempio quelli della U.I.T. o del C.C.I.R.).

Trascrizione partendo da una registrazione su nastro dei messaggi ricevuti e registrati.

Secondo il C.C.I.R. un allievo del primo gruppo, munito cioè del certificato internazionale RT, per assimilare in modo completo la suddetta materia impiega un periodo di studio di circa tre mesi, mentre per gli allievi del secondo gruppo (periti industriali o provenienti dalle scuole professionali specializzate) detto periodo deve essere portato a 8/12 mesi.

Inoltre a metà corso gli allievi di entrambi i gruppi dovrebbero fare pratica per circa tre mesi presso uno dei centri del tipo scelto per la loro professione.

UNA NUOVA TECNICA DI DEFLESSIONE A 110° PER RICEVITORI TV A COLORI

Viene descritta una concezione semplificata, senza generatore di corrente differenziale, della deflessione a 110° per ricevitori TV a colori. Ciò è stato possibile adottando il nuovo giogo di deflessione AEF 71 S1 opportunamente dimensionato, nonché i cinescopi per TV a colori adatti a questa nuova tecnica. Il giogo di deflessione è equipaggiato con bobine concave avvolte a sezioni, il che consente di ottenere una sensibile riduzione delle tolleranze di fabbricazione. Infine si fa cenno di diversi circuiti inerenti alla nuova tecnica di deflessione a 110° per ricevitori TV a colori.

Il passaggio da cinescopi per TV a colori con angolo di deflessione a 90° a quelli con angolo di deflessione a 110° non ha soltanto richiesto un aumento della potenza di deflessione, ma anche un maggiore dispendio in componenti per la correzione della convergenza e dell'effetto cuscino.

Un'adozione invariata della tecnica usata per cinescopi con deflessione a 90°, nei quali l'intera correzione di convergenza avviene nel circuito di convergenza situato — visto in direzione del raggio elettronico — a monte del giogo di deflessione, non avrebbe soddisfatto la necessità di una correzione di convergenza notevolmente maggiorata e sarebbe stata causa di un'insufficiente purezza dei colori. Come risulta dalla figura 1, le correzioni di convergenza attuate nel piano di convergenza provocano variazioni dell'angolo sotto il quale i raggi elettronici attraversano la maschera forata, cioè errori di impatto e quindi anche di purezza dei colori.

Ciò non si verifica, se la correzione di convergenza agisce nel piano di deflessione, cioè sul giogo di deflessione stesso, in quanto in tal caso il punto immaginario di deflessione non viene spostato.

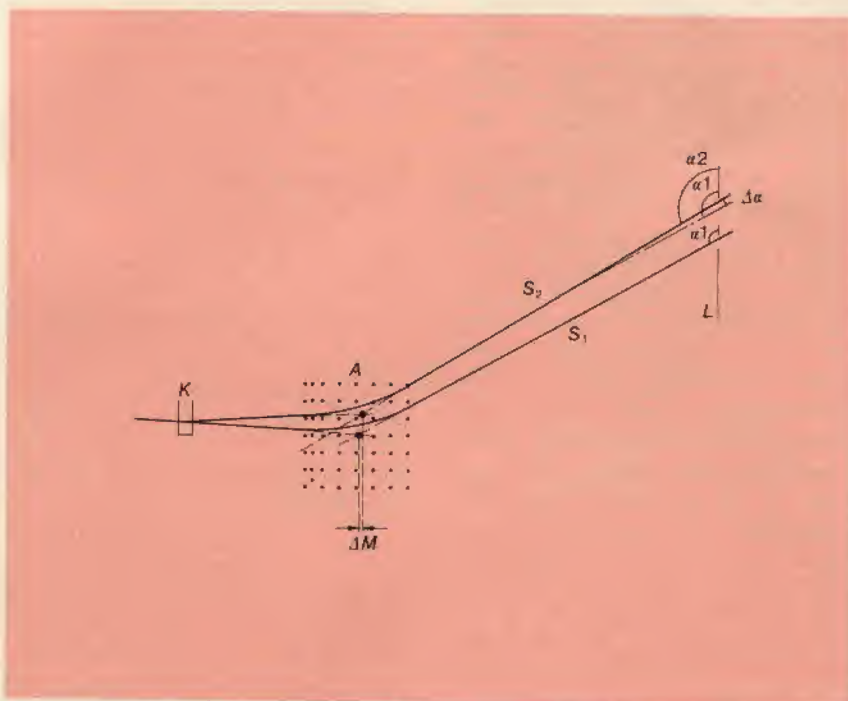


Fig. 1 - La correzione della convergenza causa una variazione dell'angolo d'entrata del raggio elettronico nel campo di deflessione; ne deriva, a causa dello spostamento ΔM del centro immaginario di deflessione, che l'angolo di passaggio del raggio convergente attraverso la maschera forata viene alterato, con conseguente pericolo di errori d'impatto.

K Espansioni polari dell'unità di convergenza
A Campo di deflessione
ΔM Spostamento del punto immaginario di deflessione
S_1 Raggio senza correzione della convergenza
S_2 Raggio con correzione della convergenza
L Piano della maschera forata

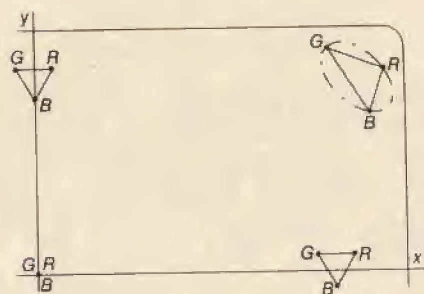


Fig. 2 - Punti d'impatto dei singoli raggi per rosso R, verde G e blu B sullo schermo del cinescopio da 110° con l' uso del giogo di deflessione AEF 70, senza convergenza dinamica; è rappresentato il quadrante superiore destro dello schermo.

Con l'adozione della deflessione a 110°, la correzione di convergenza, grande rispetto alla deflessione a 90°, è stata pertanto ripartita in una quota-parte che agisce tramite il giogo di deflessione ed in un'altra quota-parte che viene fornita dalla nota unità di convergenza radiale (da 1 a 6). Mentre la prima quota-parte non influisce affatto sull'impatto, la seconda quota-parte poteva essere ridotta in modo tale da non influire sensibilmente sullo stesso. Premessa per questa ripartizione è un determinato andamento del campo prodotto dal giogo di deflessione. A differenza della deflessione a 90°, questo campo magnetico deve avere una configurazione tale da provocare prevalentemente errori di convergenza anastigmatici negli assi principali dello schermo. Questi errori, causati quasi esclusivamente dalla curvatura del campo

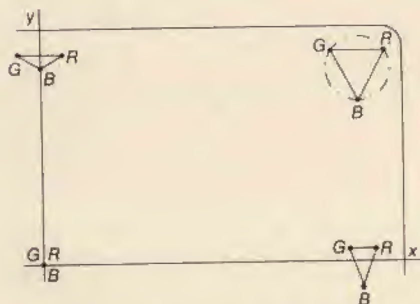


Fig. 3 - Punti d'impatto dei singoli raggi per rosso R, verde G e blu B sullo schermo del cinescopio da 110° con l' uso del giogo di deflessione AEF 71 S1, senza convergenza dinamica; è rappresentato il quadrante superiore destro dello schermo.

d'immagine, vengono corretti dall' unità di convergenza.

Con una tale configurazione dei campi magnetici delle bobine, nelle diagonali dello schermo si manifestano errori astigmatici che raggiungono il loro valore massimo nei vertici dell'immagine (figura 2).

In conseguenza di questi errori, i punti d'impatto dei raggi dei colori rosso, verde e blu vengono a trovarsi su di un'ellisse, cioè essi formano un triangolo scaleno, mentre in caso di errori non astigmatici i punti di impatto si trovano sulla circonferenza di un cerchio, cioè essi formano un triangolo equilatero.

Gli errori addizionali di convergenza causati dall'astigmatismo vengono corretti con l'ausilio del giogo di deflessione, senza alcun effetto sfavorevole sull'impatto. A tale scopo il campo magnetico delle bobine di deflessione orizzontale viene variato nel ritmo della frequenza d' immagine (gli errori di convergenza sono massimi ai bordi superiori ed inferiori dell'immagine). Ciò viene ottenuto immettendo, a frequenza di riga, correnti addizionali di deflessione che vengono fornite da un cosiddetto generatore di corrente differenziale (1,5). Trattandosi di potenze relativamente alte (infatti, anche la potenza di deflessione in sè stessa è già elevata), un tale generatore deve essere equipaggiato con transistori di potenza ed è pertanto piuttosto costoso.

Si doveva quindi cercare una soluzione atta a ridurre questo dispendio. Una soluzione pratica è stata ottenuta adottando i seguenti accorgimenti.

a) impiego di un giogo di deflessione che, come nella deflessione a 90°, non richiede una correzione di convergenza nella bobina di deflessione stessa, per cui viene eliminato il costoso generatore di corrente differenziale. I campi magnetici di questo giogo di deflessione hanno una configurazione simile a quella prodotta dalle precedenti bobine di deflessione a 90°.

b) Adozione, nella fabbricazione dello schermo, di una modifica al sistema di impressione fotochimica che dispone comunque di un margine sufficiente per evitare che l'esclusiva correzione di convergenza a mezzo dell'unità di convergenza possa pregiudicare la purezza dei colori. Naturalmente questa modifica al sistema di impressione fotochimica è compatibile con la precedente concezione delle bobine di deflessione con generatore di corrente differenziale.

c) Introduzione di un nuovo tipo di avvolgimento per il giogo di deflessione, caratterizzato dal fatto di avere minori tolleranze di fabbricazione e di non impegnare pertanto eccessivamente i margini d'impatto e di garantire una minore fascia di dispersione degli errori di convergenza.

d) Aggiunta, rispetto alla deflessione a 90°, di una modulazione delle correnti di convergenza orizzontale con la frequenza d'immagine. Essendo nell'unità di convergenza il livello di potenza molto più basso di quello nell'unità di deflessione, si realizza un'economia rispetto alla modulazione della corrente di deflessione orizzontale con il generatore di corrente differenziale.

Dimensionamento e caratteristica di convergenza del giogo di deflessione AEF 71 S1

Come già accennato, il dimensionamento elettronico - ottico della nuova unità di deflessione corrisponde in linea di massima a quello del tradizionale giogo di deflessione usato per cinescopi con apertura di 90°. Ciò risulta dai punti d'impatto sullo schermo, schematicamente rappresentati in figura 3, dei raggi elettronici non convergenti per i colori rosso R, verde G e blu B, sotto l'azione della deflessione. Questa rappresentazione parte dal presupposto di un'esatta convergenza dei singoli raggi elettronici nel centro dello schermo. Si vede la presenza di errori di astigmatismo sia nelle bobine di deflessione verticale (asse y) che in quelle di deflessione orizzontale (asse x). Lungo le diagonali dello schermo i campi magnetici delle due bobine di deflessione si sovrappongono in modo tale, che in questa zona spariscono gli errori di astigmastimo, per cui i punti d'impatto R, G e B vengono a trovarsi sulla circonferenza di un

cerchio. Per ottenere la convergenza di questi punti d'impatto, necessitano correzioni di convergenza del medesimo valore per tutti e tre i raggi elettronici. Nei vertici dello schermo, queste correzioni di convergenza corrispondono alla somma fra le ampiezze massime delle deviazioni di convergenza orizzontale e verticale.

Per gli assi verticale ed orizzontale dello schermo i punti d'impatto R, G e B non si trovano sulla circonferenza di un cerchio. Per l'asse di mezzaria verticale la necessaria correzione di convergenza è grande per il rosso ed il verde e quasi trascurabile per il blu. Il contrario vale per l'asse di mezzaria orizzontale, dove la correzione di convergenza necessaria per l'astigmatismo della bobina di deflessione orizzontale è relativamente piccola per il rosso ed il verde e molto grande per il blu.

Queste predeflessioni nell'unità di convergenza a monte del giogo di deflessione, di entità diversa per i singoli raggi elettronici, alterano l'angolo d'entrata dei singoli raggi nel campo di deflessione, il che può provocare errori d'impatto.

Per evitare questo inconveniente, bisogna accuratamente accordare fra di loro l'astigmatismo delle bobine di deflessione in ambo le direzioni di deflessione ed il sistema di impressione fotochimica dello schermo.

Il nuovo giogo di deflessione AEF 71 S1 è stato perciò dimensionato in modo tale da tenere relativamente piccolo l'astigmatismo della bobina di deflessione orizzontale. Il giogo di deflessione ha una caratteristica quasi anastigmatica in direzione orizzontale. Questo dimensionamento del giogo di deflessione richiede un'appropriata modifica alla caratteristica del sistema di impressione fotochimica dello schermo, per ridurre l'errore d'impatto del blu altrimenti manifestantesi. La parte destra della figura 4 mostra l'incipiente errore d'impatto per il caso che il nuovo giogo di deflessione sia applicato su di un cinescopio non modificato.

Volendo conservare la caratteristica anastigmatica del giogo di deflessione anche lungo le diagonali — e soltanto così é possibile evitare una postcorrezione della convergenza nelle bobine di deflessione, ossia una modulazione a corrente differenziale — il basso astigmatismo in direzione orizzontale richiede un adeguato aumento dell'astigmatismo in direzione verticale. Ci si è spinti fino al punto da ridurre fin quasi a zero la correzione di convergenza necessaria per il blu nell'asse verticale. Per contro è molto elevata la correzione di convergenza necessaria per il rosso ed il verde.

E' facilmente intuibile che un errore di convergenza in se stesso molto grande non deve presentare fasce di tolleranza fra i singoli gioghi di deflessione, in quanto una fascia di tolleranza sarebbe causa di notevoli errori residui di convergenza. Per tale ragione si ricorre per il giogo di deflessione AEF 71 S1, come verrà descritto nel successivo capitolo, ad un nuovo tipo di avvolgimento che consente di ridurre notevolmente le tolleranze di fabbricazione.

Da questo dimensionamento delle bobine risulta però anche la seguente particolarità, nella quale la nuova tecnica della deflessione a 110° si distingue da quella della deflessione a 90°. Come già detto, nel giogo di deflessione AEF 71 S1 il fabbisogno di convergenza per il blu è grande sull'asse x e quasi zero sull'asse y. Lasciando costanti le ampiezze delle correnti di convergenza, come finora praticato, allora p. es. la convergenza orizzontale per il blu provvede a far convergere all'estremità dell'asse x la linea del blu con quelle del verde e del rosso.

Ai vertici dello schermo si sovrappongono gli effetti della correzione di convergenza orizzontale e della correzione di convergenza verticale (quest'ultima è quasi zero nel presente caso). Con il presente dimensionamento del giogo di deflessione la correzione di convergenza per il blu risulta quindi eccessiva nei vertici dello schermo. Un fenomeno analogo si riscontra facendo deviare, dalla deflessione orizzontale, verso i vertici dello schermo, le linee del rosso e del verde convergenti nella mezzaria verticale. Si sommano gli elevati valori di correzione provenienti dalla correzione di convergenza verticale e quelli provenienti dalla correzione di convergenza orizzontale, provocando nei vertici dello schermo una correzione eccessiva per il rosso ed il verde. Gli errori di convergenza manifestantisi di conseguenza nei vertici dello schermo sono evidenziati in figura 10. Questi errori di eccesso di convergenza possono essere eliminati, se le ampiezze delle correnti di convergenza orizzontale non vengono mantenute costanti, ma diminuite ogni qualvolta il rag-

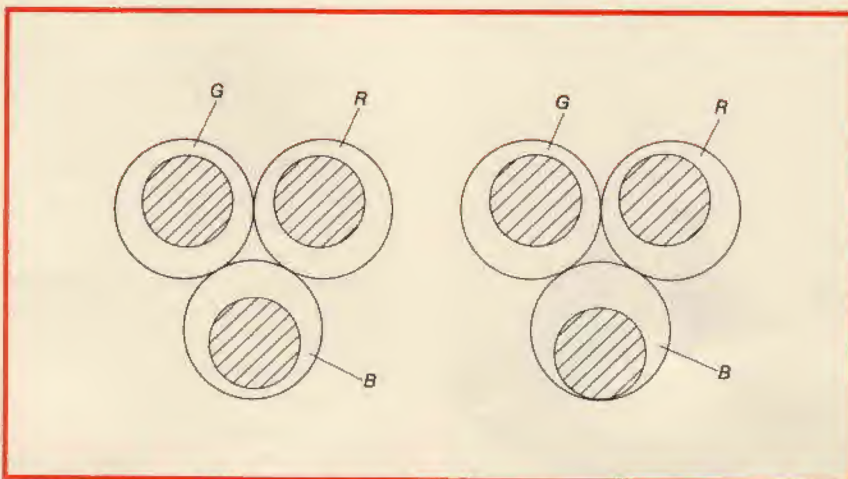


Fig. 4 - Impatto dei raggi elettronici sui punti fluorescenti (asse maggiore dello schermo) in un cinescopio non modificato.
A sinistra: funzionamento con giogo di deflessione AEF 70 S1.
A destra: funzionamento con giogo di deflessione AEF 71 S1.



Fig. 5 - Bobina concava avvolta a singole sezioni.



Fig. 6 - Bobina concava avvolta secondo gli schemi tradizionali.

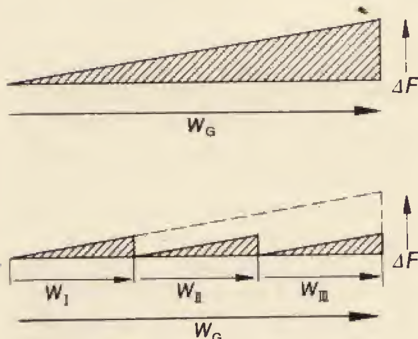


Fig. 7 - Rappresentazione schematica delle tolleranze di una bobina concava in esecuzione tradizionale (in alto) ed avvolta a singole sezioni (in basso).

W_G = Numero totale di spire
W_I = Numero di spire della sezione I
W_{II} = Numero di spire della sezione II
W_{III} = Numero di spire della sezione III
ΔF = Tolleranza (andamento del campo).

gio elettronico si trovi presso i bordi superiori e inferiori dello schermo. Ciò richiede una modulazione in ampiezza, a frequenza d'immagine, delle correnti di convergenza orizzontale per il blu, il verde ed il rosso. Gli accorgimenti necessari per realizzare queste condizioni vengono descritti nel capitolo «Circuiti».

Esecuzione costruttiva del giogo di deflessione AEF 71 S1

Come già detto, il nuovo giogo di deflessione, denominato tipo AEF 71 S1, si distingue per le seguenti 2 proprietà caratteristiche:

1. Diminuzione delle tolleranze di fabbricazione, per l'adozione di un nuovo tipo di avvolgimento delle bobine concave;
2. Spostamento degli errori di convergenza astigmatici dalle diagonali agli assi principali.

Come in precedenza, il sistema di deflessione è costituito da quattro singole bobine di deflessione, delle quali due operano in direzione orizzontale e due in direzione verticale. Le tolleranze nella fabbricazione delle bobine concave possono essere causa di dissimmetrie del campo di deflessione che si ripercuotono in errori residui di convergenza.

La ragione principale delle forti tolleranze nella fabbricazione delle bobine concave è la posizione incerta dei singoli fili appartenenti ad una bobina. La ripartizione dei fili dipende da vari fattori. P. es. le tolleranze di diametro del filo, la diversa resistenza allo slittamento della superficie del filo in funzione della temperatura e dell'umidità dell'aria, le variazioni del tiro esercitato sul filo della bobinatrice ed altri fattori danno origine a differenti coefficienti di riempimento nell'ambito della sezione totale lorda di una bobina concava. Anche la resistenza allo slittamento della sagoma di avvolgimento, cioè la struttura della sua superficie, esercita una forte influenza sulla ripartizione dei fili nell'ambito di una bobina. Le considerazioni fatte in merito ad una riduzione di queste tolleranze si sono concretizzate in un nuovo modo di fabbricazione delle bobine concave, il cosiddetto avvolgimento a sezioni (1). In questo tipo di avvolgimento le spire della parte attiva della bobina concava sono suddivise in alcune sezioni individuali, ognuna delle quali ha inizio in un punto ben definito. Nel giogo di deflessione AEF 71 S1 p. es. il numero delle sezioni è tre.

La figura 5 mostra una bobina concava avvolta a sezioni. Si riconoscono chiaramente i punti d'inizio delle singole sezioni dell'avvolgimento. E' particolarmente evidente il raffronto con una bobina concava di tipo tradizionale riprodotta in figura 6.

Questo nuovo tipo di avvolgimento ha lo scopo di ripartire su più sezioni la tolleranza totale della bobina, per cui in ogni sezione successiva la tolleranza riparte nuovamente da zero. Contrariamente a ciò, la tolleranza in una bobina concava di tipo tradizionale cresce senza soluzione di continuità, a partire dalla prima spira, fino alla fine dell'avvolgimento. La figura 7 mostra la rappresentazione schematica delle tolleranze che si riscontrano nel vecchio e nel nuovo tipo di bobinatura. Come si vede, la tolleranza totale di una bobina concava avvolta a singole sezioni, a parità di altri parametri di tolleranza, è del 40-60% inferiore a quella di una bobina di tipo tradizionale. Un ulteriore vantaggio dell'avvolgimento a singole sezioni sta nel fatto che si può cambiare rapidamente la ripartizione variando il numero delle spire nelle varie sezioni. In tal modo si riesce ad ottenere un prodotto di qualità uniforme, anche se p. es. le tolleranze dei fili sono molto larghe. In pratica l'avvolgimento a singole sezioni viene realizzato conficcando nella sagoma di bobinatura coppie di spine comandate da congegni elettromeccanici al raggiungimento di un dato numero di spire.

Rispetto al giogo di deflessione AEF 70 S1, le bobine del giogo di deflessione AEF 71 S1 (figura 1) sono state allungate di 3,5 mm. Con ciò si migliora del 10% la sensibilità di deflessione, particolarmente in direzione orizzontale, il campo di deflessione così allungato esercita un effetto favorevole sulla convergenza e sull'impatto.

Cinescopi per TV a colori A 66-140 X ed A 56-140 X

Per la nuova tecnica della deflessione a 110° continuano ad essere utilizzati i tubi a collo normalizzato ottimamente affermati A 56-140 X ed A 66-140 X (2, 3), tuttavia in esecuzione leggermente modificata. Per l'adattamento dei tubi alla differente configurazione e lunghezza del campo del nuovo giogo di deflessione AEF 71 S1 occorrono alcune modifiche nella geometria dello schermo. Queste modifiche sono state attuate in modo tale da poter continuare a far funzionare i cinescopi modificati anche con i gioghi di deflessione progettati per un pilotaggio a corrente differenziale, come p.es. il tipo AEF 70 S1, senza recare scapito alla qualità dell'immagine. Ciò elimina i problemi delle scorte di magazzino e dei ricambi, e consente al fabbricante di televisori di scegliere liberamente fra due diverse concezioni circuitali. Per tale ragione non sono state cambiate le sigle di tipo dei cinescopi per TV a colori.

La necessità di un intervento sulla concezione dei tubi risulta evidente da quanto rappresentato nelle figure 2 e 3, già precedentemente citate, che mostrano, in rappresentazione schematica, le caratteristiche di convergenza del giogo di deflessione precedente e di quello nuovo.

In maniera analoga cambia anche la caratteristica di impatto dei raggi elettronici sui punti fluorescenti, in quanto la correzione di convergenza provoca un cambiamento dell'angolo sotto il quale il raggio elettronico attraversa la maschera forata (2). Le condizioni in un cinescopio non modificato sono abbozzate nella figura 4, già citata in precedenza, in base all'esempio di un punto situato vicino al bordo laterale dello schermo. Una maggiore correzione di convergenza significa un maggiore spostamento della macchina elettronica dal centro della tripletta e provoca — come risulta colà per il raggio elettronico del blu — un incipiente errore di impatto.

Le modifiche apportate al cinescopio per TV a colori sono essenzialmente due. Da un lato è stata



Fig. 8 - Giogo di deflessione AEF 71 S1.

reintrodotta la precorrezione dell'impatto al centro dello schermo, già nota nei tubi con deflessione a 90°, cioè il cosiddetto **strabismo** delle macchie elettroniche. La precorrezione ammonta all'incirca al 10% dell'eccentricità del raggio elettronico, equivalente a circa 25 μm nel cinescopio A 66-140 X. Con ciò viene contrastato, in modo molto semplice, l'errore d'impatto del blu schematizzato nell'esempio della figura 4. In conseguenza di questo accorgimento si rende necessaria una piccola riduzione della distanza fra maschera forata e schermo. In tal modo viene assicurato un riempimento ottimale dello schermo con punti fluorescenti.

La seconda modifica apportata al tubo consiste nell'impiego di nuovi sistemi ottici di correzione per la fabbricazione fotochimica dello schermo. In questo contesto è stata attribuita una particolare importanza ad un compromesso ottimale fra le caratteristice di impatto con l'uso del vecchio e del nuovo giogo di deflessione. Approfondite misurazioni dell'impatto nei tubi modificati dimostrano che per ambo i tipi di bobine di deflessione si ottiene un'ineccepibile uniformità per il bianco, con un sufficiente margine per la messa a punto.

Un'ulteriore innovazione attuata contemporaneamente agli accorgimenti appena descritti, che tuttavia non ha alcun rapporto con il nuovo giogo di deflessione, riguarda l'elettrodo di convergenza. Finora è sempre stato considerato svantaggioso il fatto che la corrente per la correzione della convergenza, particolarmente per la direzione orizzontale, è composta da una componente di andamento parabolico e da una altra componente, sovrapposta alla prima, a dente di sega, per cui la risultante della necessaria corrente di correzione ha un andamento asimmetrico. Questo fatto è dovuto alle correnti parassite nell'elettrodo di convergenza che provocano uno sfasamento fra il campo generato e la corrente di eccitazione dello stesso, per cui occorre una corrente asimmetrica per generare un campo di correzione simmetrico. Grazie a fessure praticate nella camicia dell'elettrodo di convergenza fra le coppie di espansione polari è possibile stroncare quasi completamente l'insorgere di correnti parassite. Questo accorgimento è stato adottato nella nuova esecuzione costruttiva dell'elettrodo di convergenza.

In base all'esempio della corrente di convergenza orizzontale per il blu, la figura 9 mostra le correnti di correzione oscillografate per cinescopi senza e con fessure nell'elettrodo di convergenza. Senza fessure l'asimmetria della corrente di convergenza ammonta al 35% del valore massimo. Con le fessure non si riscontra praticamente alcuna asimmetria, e la corrente massima si riduce all'85% del corrispondente valore per l'esecuzione senza fessure.

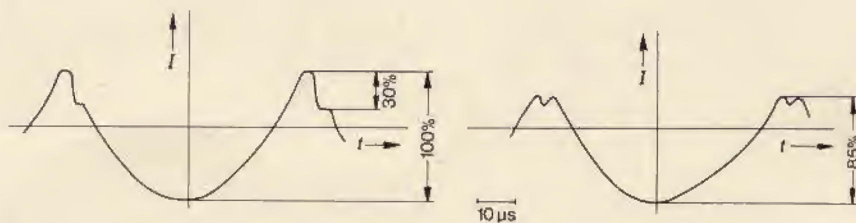


Fig. 9 - Forma d'onda della corrente di convergenza I per i blu in direzione orizzontale (oscillogramma).
A sinistra: elettrodo di convergenza senza fessure.
A destra: elettrodo di convergenza con fessure.

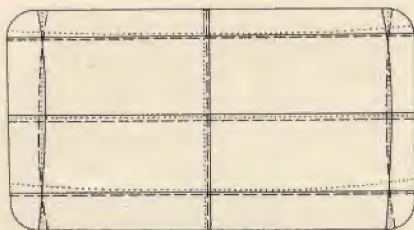


Fig. 10 - Immagine di schermo con correnti di convergenza orizzontale non modulate.

——— *rosso*
- - - - - - *verde*
. . . . . . *blu*

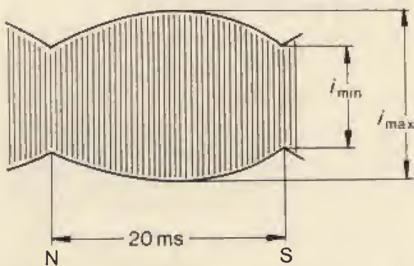


Fig. 11 - Corrente di convergenza modulata.
Grado di modulazione

$$m = \frac{i_{max} - i_{min}}{i_{max}}$$

Circuiti

Per la nuova tecnica della deflessione a 110° con tubi a collo normalizzato non occorrono circuiti di deflessione modificati. Come in passato, negli stadi finali dei circuiti di deflessione possono essere utilizzati valvole, transistori o tiristori.

Le semplificazioni rispetto ai precedenti circuiti di deflessione a 110° riguardano i circuiti di correzione. Nei circuiti di correzione della convergenza si realizzano economie per l'eliminazione del generatore di convergenza per i vertici dello schermo. Il giogo di deflessione di nuova concezione presenta anche un minore effetto cuscino e richiede quindi un minore dispendio circuitale per la sua correzione. Nel proposto circuito di deflessione occorre a tale scopo, come nei circuiti di deflessione a 90°, soltanto un unico trasduttore **TD** che provvede alla correzione dell'effetto cuscino in ambedue le direzioni (figura 13).

Con il dimensionamento del giogo di deflessione AEF 71 S1, prescelto per la nuova tecnica di deflessione a 110° con tubi a collo normalizzato, risulta però un **eccesso di convergenza** per il rosso/verde e per il blu nei vertici del cinescopio (figura 10); pertanto in queste zone bisogna ridurre del 20-30% circa le correnti di convergenza orizzontale (figura 11), per ottenere una corretta sovrapposizione dei retini cromatici. Ciò equivale ad una modulazione delle correnti di convergenza orizzontale con la frequenza d'immagine il che — a seconda dei circuiti di deflessione o di convergenza — può essere realizzato in diversi modi. Ciò viene illustrato in base ad alcuni esempi.

Utilizzando circuiti attivi di convergenza orizzontale equipaggiati con transistori, esiste la possibilità di un'estensione molto semplice dei circuiti già esistenti (figura 12). La parte del circuito racchiusa nel quadrato tratteggiato, contenente i transistori **T2** e **T3**, rappresenta lo stadio finale del circuito di convergenza che alimenta la bobina di convergenza orizzontale. Lo stadio finale viene pilotato dal generatore di convergenza orizzontale **HKG** avente la resistenza interna R_i. Al punto di raccordo **A** fra generatore di convergenza e stadio finale viene collegato un transistore **T1** che funge da resistenza variabile caricando più o meno fortemente il generatore di convergenza orizzontale, nel ritmo della necessaria modulazione con la frequenza d'immagine. A tale scopo il segnale-pilota applicato al transistore è una tensione parabolica U_p a frequenza d'immagine. Nei circuiti passivi di convergenza orizzontale, in azione congiunta con i circuiti passivi di correzione dell'effetto cuscino già noti nella tecnica della deflessione a 90°, si può sfruttare il fatto che la corrente trasduttorica necessaria per la correzione dell'effetto cuscino ha già la giusta forma d'onda necessaria per la modulazione della corrente di convergenza. La corrente a frequenza orizzontale nell'avvolgimento d'uscita 2 del trasduttore **TD** (figura 13) deve variare in funzione del momentaneo valore assoluto della deflessione verticale, per ottenere la correzione dell'effetto cuscino.

Ai capi dell'induttanza-serie **4** si manifesta quindi una tensione costituita da impulsi a frequenza orizzontale modulati nel ritmo della frequenza verticale, la quale tensione, opportunamente dosata, può essere immessa nel circuito di convergenza orizzontale parallelamente alla tensione ad impulso di ampiezza costante, per poter prefissare correttamente il grado di modulazione (l'induttanza-serie **4** è tarabile).

Esistono proposte di circuiti, secondo le quali viene utilizzato un modulatore a diodi per la correzione dell'effetto cuscino. Trattandosi anche in questo caso di una modulazione con frequenza d'immagine dell'ampiezza della tensione di deflessione orizzontale a mezzo di un sistema di diodi (in questa sede

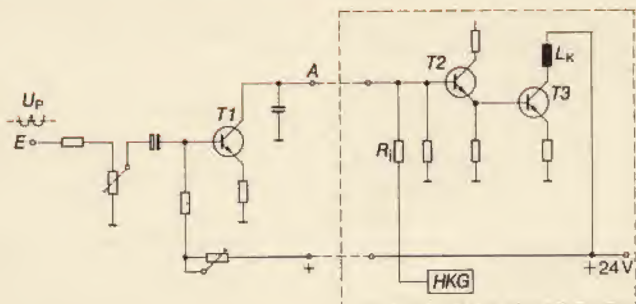


Fig. 12 - Circuito di modulazione per un circuito attivo di convergenza. HKG Generatore di convergenza orizzontale. - L_K Bobina di convergenza. - U_p Tensione parabolica a frequenza d'immagine, valore cresta 2 V.

non si intende entrare nei dettagli del circuito), è molto semplice ricavarne una tensione ad impulsi opportunamente modulata per il circuito di convergenza orizzontale. Tramite un avvolgimento d'uscita ad accoppiamento tarabile (figura 14), la tensione ad impulsi modulata, di confacente valore, può essere immessa nel circuito di convergenza.

Un circuito di convergenza orizzontale di nuovo tipo, che fornisce correnti di convergenza di forma d'onda particolarmente esatta, è rappresentato in figura 15, alto per la convergenza del blu ed in basso per la convergenza del rosso/verde.

Il principio di funzionamento del circuito (figura 15, in alto) è il seguente: Il condensatore **C** viene caricato rapidamente dalla tensione di alimentazione, quando il tiristore **Th** viene acceso (per la frequenza di riga il condensatore da 4,7 μF rappresenta un cortocircuito). Il condensatore C si scarica attraverso l'induttanza L_{KB} della bobina di convergenza; KS 723 ha un'induttanza grande rispetto a L_{KB} e serve, in unione al condensatore da 2,2 μF, soltanto all'accoppiamento della bobina di convergenza senza passaggio di corrente continua attraverso quest'ultima.

Conformemente alla frequenza propria del circuito **C**, L_{KB} bassa rispetto alla frequenza di riga, ai capi del condensatore si forma una tensione periodica a dente di sega. Pertanto nell'induttanza della bobina di convergenza collegata in parallelo passa la corrente parabolica necessaria per la correzione.

Il tiristore funge quindi da interruttore che viene innescato da impulsi di accensione periodici nel ritmo della frequenza di riga. Lo spegnimento del tiristore avviene automaticamente, in quanto all'inizio dell'esplorazione di riga la tensione anodica sul tiristore (interruttore) effettua un'oscillazione transitoria su valori negativi.

Il vantaggio di questo funzionamento da interruttore puro e semplice sta nel fatto che viene completamente evitata ogni deriva termica e di frequenza. Un'asimmetria della corrente parabolica, il più delle volte necessaria per una correzione ottimale della convergenza,

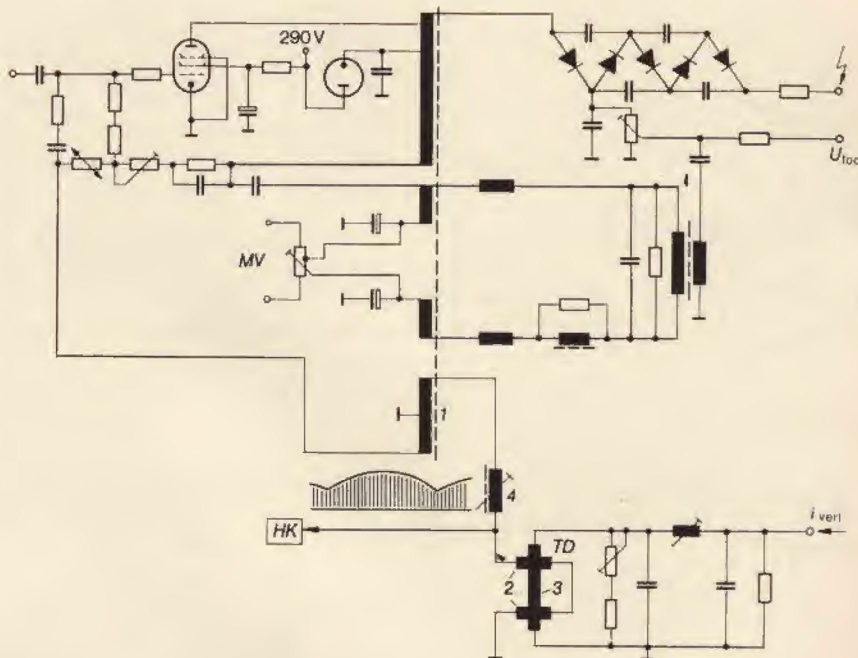


Fig. 13 - Generazione delle tensioni modulate per circuiti di convergenza passivi (ed attivi) in ricevitori ibridi per la TV a colori. MV Spostamento del centro. - HK Circuito di convergenza orizzontale. - TD Trasduttore.

che in altri circuiti viene ottenuta con la sovrapposizione di una corrente a dente di sega con ampiezza tarabile, può essere prodotta in questo caso da uno sfasamento dell'impulso di accensione. Ciò è possibile grazie al brevissimo tempo di ritorno della tensione a dente di sega. Questo tempo di ritorno viene determinato dall'induttanza-serie contrassegnata con L_R nella figura 15 in alto, in azione congiunta con la capacità **C**. Nel circuito di convergenza per il rosso/verde (figura 15, in basso) sono previsti inoltre alcune altre induttanze tarabili (KS 721, KS 722), a mezzo delle quali possono essere eliminate le distorsioni (incroci, inflessioni) della linea di mezzaria orizzontale del rosso/verde.

Il transistore BD 135 serve per la messa a punto e per la modulazione della tensione di alimentazione dell'interruttore elettronico. Da un lato ciò consente di adattare l'

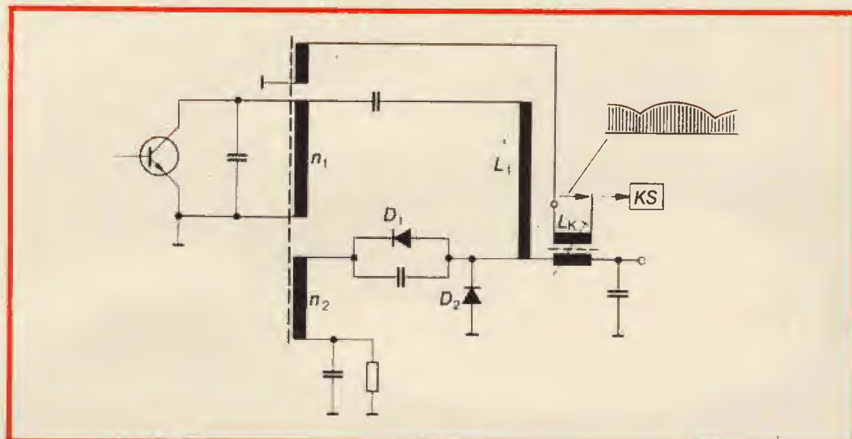


Fig. 14 - Generazione della tensione modulata di convergenza orizzontale in circuiti transistorizzati con modulatore a diodi adibito alla correzione dell'effetto cuscino. KS Circuito di convergenza.

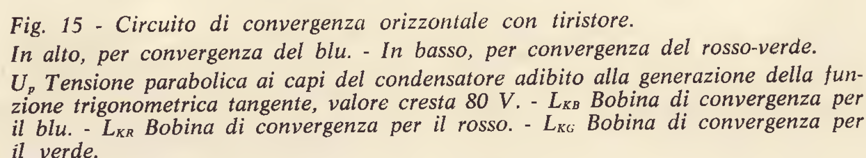


Fig. 15 - Circuito di convergenza orizzontale con tiristore.
In alto, per convergenza del blu. - In basso, per convergenza del rosso-verde.
U_p Tensione parabolica ai capi del condensatore adibito alla generazione della funzione trigonometrica tangente, valore cresta 80 V. - L_{KB} Bobina di convergenza per il blu. - L_{KR} Bobina di convergenza per il rosso. - L_{KG} Bobina di convergenza per il verde.

ampiezza delle correnti di convergenza all'effettivo fabbisogno di correzione, e dall'altro lato si ottiene in modo molto semplice, con l'ausilio della modulazione della tensione di alimentazione mediante il transistore BD 135, la già descritta modulazione con frequenza verticale delle correnti di convergenza orizzontale, necessaria per compensare l'eccesso di convergenza nei vertici dello schermo.

Tutti i circuiti sopra citati funzionano senza il generatore di corrente differenziale finora usato, che è molto costoso in quanto deve agire direttamente sulla bobina di deflessione orizzontale che richiede un elevato livello di potenza.

I circuiti di modulazione descritti nel presente articolo agiscono invece sulle bobine di convergenza orizzontale che richiedono un livello di potenza notevolmente più basso. Ne consegue un dispendio sensibilmente ridotto in componenti circuitali.

BIBLIOGRAFIA

(1) A. Köhler e R. Schubert: AEF 70, enine neue Ablenkeinheit für 110° - Farbbildröhren. Techn. Mitt. AEG-TELEFUNKEN 61 (1971) 3, pagg. 181-183.

(2) H. Seifert: Moderne Farbbildröhren für 110° - Ablenkung. Techn. Mitt. AEG - TELEFUNKEN 60 (1970) 5, pagg. 294-298.

(3) H. Seifert: Farbbildröhren mit 110° Ablenkwinkel. Techn. Mitt. AEG-TELEFUNKEN 60 (1970) 3, pagg. 161-164.

(4) H. Röbel: Die Ablenkschaltungen für die 110° - Farbbildröhre. Techn. Mitt. AEG - TELEFUNKEN 60 (1970) 5, pagg. 299-306.

(5) G. Napp: Der Eckenkonvergenzgenerator in der Ablenkschaltung für die 110°-Farbbildröhre. Techn. Mitt. AEG-TELEFUNKEN 60 (1970) 5, pagg. 313-316.

(6) H. Pollak ed H. Röbel: Die Konvergenzschaltung für die 110° - Farbbildröhre. Techn. Mitt. AEG-TELEFUNKEN 60 (1970) 5, pagg. 317-321.

HOBBISTI

ASSICURATEVI LA RACCOLTA COMPLETA DELLE ISTRUZIONI DI MONTAGGIO

AMTRON

DUE VOLUMI FINEMENTE RILEGATI A L. 6.000 CAD.



l'angolo del CB

di Alberto ALLIGATORE

NUOVE PROSPETTIVE PER I CB

I CB americani hanno finalmente ottenuto di allargare la loro banda di frequenza; già da tempo a causa dell'affollamento sui canali tra il 26.965 MHz e il 27.255 MHz i CB erano obbligati a ruote enormi in cui, praticamente, ognuno teneva mediante il mike due minuti ogni ora. A parte ciò gli usi privati, ricerca persone, cantieri o radiomodellisti contribuivano a rendere tabù alcune frequenze intermedie. La situazione ormai insostenibile aveva solo due vie di uscita: o smettere di usare questi apparati o cercare nuove frequenze.

Nel frattempo nell'ambiente tecnico avveniva qualcosa di veramente grosso: i laboratori della Nasa Communications R.O. di Pasadena (Los Angeles) affidavano la produzione di tre modelli rivoluzionari di ricetrasmettitori alla Tenko Corporation di Tokio.

E' nata così la nuova linea Tenko '74: Nasa 46. Si tratta di ricetrasmettitori dall'apparenza normale e dalle caratteristiche non differenti dalla serie già conosciuta Tenko, ma che dispongono di ben **46 canali quarzati e 9 W in uscita.**

Queste nuove frequenze (da 27.265 MHz a 27.555) permettono infinite applicazioni oltre che ad un effettivo spazio vitale per gli ormai stipati canali italiani. I modelli Tenko-Nasa reperibili al momento presso le sedi della GBC Italiana costituiscono una novità certamente destinata ad un enorme successo, basti pensare che il modello più economico della serie costa meno di L. 150.000 di listino: il costo di un apparato normale!



Questo è uno dei nuovi apparati Tenko-Nasa: il 46 GT con 46 canali e quasi 10 W di uscita, rappresenta la novità dell'anno. Il prezzo è eccezionale, praticamente è il costo di un apparato dalle prestazioni normali!

dai clubs

BREAK 27 - MESSINA

Riceviamo una simpaticissima lettera dal sig. Antonio Mumoli consigliere di un nuovo club Siciliano. Si tratta della «Associazione CB apolitica messinese Break 27» regolarmente registrata presso un notaio il 25 Settembre 1973.

In breve tempo tutti gli amici CB della zona hanno capito l'importanza di una simile organizzazione tesa a tutelare ed a proteggere gli interessi dei cultori di questo nostro amato hobby, per cui il numero degli iscritti è già salito a 70 e aumenta via via. Il minimo costo di iscrizione (L. 1.000 per gli adulti) ha contribuito ad ingrossare le file del club che ha organizzato già un primo raduno generale per esaminare i problemi venutisi a creare.

Presidente è stato eletto «Rasputin» (Cristoforo Oteri) mentre è divenuto suo vice «Folgore» (A. Lucchese).

Tra i consiglieri, oltre a Thunderball (A. Mumoli) segnaliamo «Mandrillo» (F. Santacroce) KL 2 (T. Arcigli), «Catilina» (P. Sturiale), «Albatros 5» (G. Blandino).

RADIO CLUB FERRARA

Singolarissimo il nome della gara svoltasi nello scorso Novembre in quel di Ferrara: caccia al Baracco.

Organizzatori del tutto sono stati alcuni CB del Centro Sportivo Italiano che hanno ideato il simpatico gioco.

Riportiamo il regolamento affinché anche altri clubs possano prendere lo spunto per una competizione similare.

1) Sono vietati i Radiogoniometri o i dispositivi atti alla individuazione dell'onda portante, fatta eccezione per i normali dispositivi in dotazione ai baracchini (S-meter);

2) La gara avrà inizio alle ore 8.30 di domenica 4 novembre 1973; il via sarà dato dal baracco da individuare, ed i partecipanti potranno trovarsi al momento del via in qualsiasi punto della city;

3) Via radio sarà fatto l'appello dei partecipanti i quali dovranno dare il roger alla chiamata ed il numero della scheda di partecipazione; in caso di mancato roger il concorrente sarà considerato assente alla caccia;

4) Durante lo svolgimento della gara il baracco da ritrovare trasmetterà con continuità informazioni, ed elementi utili alla propria individuazione, tali notizie saranno date sul canale **14**; il canale **9** sarà riservato al soccorso dei partecipanti alla gara, tale stazione sarà però all'oscuro del luogo ove si trova il baracco e di ogni altra informazione utile al ritrovamento di quest'ultimo.

5) Trovato il baracco il concorrente dovrà presentare i test risolti e la scheda di partecipazione;

6) PREMI

1° **Premio a sorpresa offerto dalla Preg. ditta G.B.C. di Ferrara;**

2° Premio offerto dal CSI, comitato di Ferrara;

3° Premio offerto dal CSI, comitato di Ferrara.

A TERNI CACCIA AL TESORO PER CB

L'Associazione Turistica pro-loco Guardea (TR) ha organizzato in collaborazione con la F.I.R. una caccia al tesoro riservata a soli CB.

La gara patrocinata dalla ditta Barbarossa di Terni esclusivista della zona dei ricetrasmettitori Tenko, Sommerkamp, Courier e Cobra ha avuto luogo a Guardea in provincia di Terni lo scorso 11 Novembre.

Guardea, è un pittoresco centro agricolo e artigianale della teverina situato in una splendida cornice sull'ampia valle del Tevere ed il lago di Alviano. I concorrenti hanno preso il via dalla storica p.zza Panfili dove la giuria, sul canale 19, rappresentava la stazione 1.

La gara, dopo l'interruzione di mezzogiorno è proseguita con un accanimento da parte di tutti gli equipaggi fino a sera; la premiazione è avvenuta nel locale cinematografico di Guardea.



Stemma del Radio Club: «Break 27». Associazione CB apolitica Messinese regolarmente registrata presso un notaio il 25 settembre 1973.

CB SAGGITARIO STATION

Siamo venuti in possesso di questa QSL dalla Sicilia.

La stazione trasmittente era un Midland fisso, quella ricevente un sensibilissimo Courier Centurion dell'amico Alpha Charlie 2 QTH Savona.



QSL di un CB Siciliano: Sagittario. La stazione trasmittente era un Midland fisso.

RADIO CLUB S. REMO

I clubs si stanno ormai segnalando per la loro fattività organizzativa.

Essi infatti, non dimenticando che la frequenza dei ventisette avvicina e accomuna persone di tutti i ceti ed età, amano promuovere verticali a scopo competitivo-agonistico al fine di passare spensieratamente una giornata insieme. Abbiamo parlato dell'Umbria e di Ferrara e torniamo quindi in Liguria dove si è svolto qualche mese fa il 1° Raduno Radioautomobilistico con piena soddisfazione degli organizzatori Zorro, Squalo Bianco e Base 1.

Erano iscritti 20 equipaggi mentre ben sessanta CB al termine dell'appassionante giornata si sono sfamati in un carica succulento in collaborazione con l'amico Grigio.

Il cielo sereno ha contribuito al successo della manifestazione.

CLUB 27 - FOLLONICA

Di questo club che conta già un anno di vita non abbiamo ancora avuto modo di parlare anche se è uno dei più importanti della Toscana.

Per motivi di spazio, siamo costretti a rimandare al mese di Febbraio una più particolareggiata presentazione del club in questione; ci limitiamo a segnalare che il club Follonica 27 ha indetto un congresso fotografico sul tema «Il radioamatore CB: Vita e scopi».

Chi volesse maggiori delucidazioni è pregato di rivolgersi tempestivamente (il termine utile della presentazione delle fotografie scade infatti il 20 Gennaio) alla sede principale in via Parri, 14 - Follonica. Se giungeranno in tempo pubblicheremo i risultati di questo interessante concorso nell'edizione dell'Angolo dei CB di Marzo.



Alcuni partecipanti al 1° Raduno Radioautomobilistico di Sanremo organizzato dal locale Radio Club.

notizie in breve

CORSO SERALE ORGANIZZATO DALLA F.I.R.

Che la F.I.R. (Federazione Italiana Ricetrasmissioni) si prodighi, al momento, con ammirevole solerzia per aiutare in ogni modo i CB l'abbiamo già ripetuto a iosa. Non stupirà quindi una nuova notizia sorta certamente sulle orme di quello che già la GBC Italiana, industria guida del settore, aveva abbozzato nel maggio dello scorso anno: un corso tecnico per ampliare le conoscenze sui ricetrasmettitori.

Questa volta è l'ente regione Lombardia che sensibilizzato al problema tecnico didattico dalla F.I.R. appunto, ha deciso di finanziare un corso di specializzazione per CB.

Tale corso è riservato a periti elettronici o tecnici con esperienza equivalente.

Il numero dei posti è limitato a trenta persone. L'ing. Campagnoli, presidente della F.I.R. CB, è stato pregato di promuovere l'aspetto pratico ed ha demandato ai sigg. Ricci e Freggia l'incarico di allestire e organizzare il tutto. La sede sarà molto probabilmente l'istituto Feltrinelli di Milano, l'inizio del corso è previsto a marzo per una durata di un paio di mesi.

Ovviamente lo scopo è di creare elementi veramente validi che consiglino i vari CB in erba nei problemi come la corretta installazione di una antenna, la taratura, il TVI.

NOTIZIA IMPORTANTISSIMA PER LE XYL

La redazione di **Grazia,** la più letta e diffusa rivista femminile, non insensibile a questo fenomeno veramente poderoso dei CB, è intenzionata a varare una rubrica dedicata al rapporto donna baracchino.

Le donne, si sa, sono più soggette alla riflessione e alla critica psicologica, per cui già noi riceviamo molte lettere di XYL i cui quesiti sono... poco tecnici come convincere il marito (o figlio) a non modulare fino a tarda ora, oppure se il baracchino ha un aspetto pedagogico o no. Gli utenti del sesso forte dal canto loro, raramente esulano dai problemi tecnici.

Riteniamo pertanto azzeccata questa iniziativa, destinata certamente ad un buon successo, e invitiamo tutte le CB giovani o meno a scrivere alla redazione di **Grazia** via Bianca di Savoia, 20 - Milano.

TENKO = SSB

IL MEZZO DI COMUNICAZIONE DEL FUTURO

A PORTATA DI TUTTI



Ricetrasmettitore Tenko **Jacky 23**
5 W-AM - 15 W-SSB
23 canali equipaggiati di quarzi

L. 190.000



Ricetrasmettitore Tenko **M-80**
5 W-AM - 15 W-SSB
23 canali equipaggiati di quarzi

L. 199.000

Spesso il peggiore nemico del nostro denaro è la pigrizia CB! Prima di acquistare un apparato con la SSB chiedi informazioni sui nuovi modelli Tenko

UN PREZZO UNA PROVA POI... TENKO

REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA GBC



CB
RELEASE

COURIER - CLASSIC II

Il favore che ha riscontrato il Classic II presso tutti gli amatori della banda cittadina a nostro avviso è più che giustificato. E' sempre mancato infatti sul mercato italiano un ricetrasmettitore che sconvolgesse i normali e tradizionali schemi di impiego e costruzione. Uno dei tanti motivi che ha fatto preferire il Classic II ad altri baracchini, è la possibilità dell'alimentazione mista. Infatti è un ricetrasmettitore per uso mobile alimentato a 12 Vc.c. con l'alimentatore da rete 220 Vc.a. - 50 Hz già incorporato.

Le dimensioni, (220 x 185 x 65) sono le medesime di un qualsiasi altro ricetrasmettitore da 5 W 23 canali. Esulando dai nostri soliti schemi di presentazione, per questa volta facciamo un'eccezione introducendo il Classic II con le relative caratteristiche tecniche (vedi tabella 1).

La realizzazione pratica del Classic II è tipica delle fabbriche americane, con cablaggio semplice e disposizione dei componenti razionale. Tutto il circuito è realizzato su un unico pannello stampato ancorato diametralmente sul telaio. Tutto ciò difende il medesimo dagli urti, rendendo quasi nulli i cosiddetti falsi contatti. Sulla fascia perimetrale troviamo fissati: l'altoparlante ellittico (150 x 55) il trasformatore d'alimentazione, la presa di alimentazione d'antenna e dell'altoparlante esterno.

Il circuito del ricevitore è una supereterodina a doppia conversione, ottenuta da due oscillatori locali. Lo stadio amplificatore di AF, costituito da un transistore 2SC 930, è protetto da un circuito speciale che evita in ogni caso la formazione di extra corrente ai capi della bobina d'ingresso. Per extra corrente intendiamo le scariche intemperiche e i diversi fenomeni collaterali che sovente sono la causa della distruzione del transistore amplificatore di AF.

Il Classic II dispone di quattro stadi amplificatori di MF dove troviamo un filtro ceramico da 455 kHz. Lo stadio di BF è costituito da un circuito integrato del tipo LD 3001 e lo stadio finale di potenza da un PUSH-PULL di transistori di tipo 2SD 223.

Il trasmettitore è costituito da cinque transistori, ed impiega come finale di potenza il 2SC 799. Dopo un attento esame e prove di laboratorio, abbiamo potuto constatare che le caratteristiche tecniche riportate in tabella 1 rispondono a verità. Uno dei motivi che giustificano il costo di questo ricetrasmettitore è l'assenza di spurie (in trasmissione), e la sensibilità del ricevitore.

Sul frontale troviamo un ampio S/Meter illuminato, con la relativa scala graduata che indica la potenza d'uscita. Il commutatore antidisturbi e il Delta Tune (±600 Hz). I potenziometri del controllo volume e dello squelch, sono a cursore, la qual cosa costituisce una raffinatezza non disprezzabile.

PROVA PRATICA

La prova pratica l'abbiamo effettuata a Milano, (nello 02!) installato il Classic II su una Fiat 126 di proprietà dell'amico Lupetto. Nel centro dello 02 (non certo la parte chiusa al traffico) abbiamo potuto subito constatare all'atto pratico l'efficacia del circuito antidisturbi (AUTO-NL), e del DELTA-TUNE.

Nel nostro peregrinare per Milano da piazza S. Ambrogio abbiamo collegato l'amico «Merlo» di Abbiategrasso.

Una delle caratteristiche degne di rilievo e che molti amici CB non dovrebbero sottovalutare, è la profondità di modulazione sempre al 100%, senza impiego di preamplificatori microfonici. Concluse le

TAB. 1 - CARATTERISTICHE TECNICHE

19 transistori
1 circuito integrato
16 diodi
Altoparlante 8 Ω
Indicatore S/RF illuminato
Indicatore di modulazione
Impedenza antenna 50 Ω
Alimentazione 13,6 Vc.c. oppure 220 Vc.a. - 50 Hz
23 canali tutti quarzati più PA
Potenziometro volume e squelch a cursore
Commutatore ON-OFF
Commutatore delta tune
Commutatore noise limiter
Trappole anti disturbi TVI

SEZIONE RICEVITORE

Gamma di frequenza:	26.965 ÷ 27.255 MHz
Sensibilità:	0,3 µV per 10 dB S/N
Selettività:	< 6 kHz a 6 dB
Reiezione al canale adiacente:	45 dB
Distorsione audio a 1 kHz:	< 10% a 3 W
Responso spurie:	— 50 dB

SEZIONE TRASMETTITORE

Potenza ingresso: stadio finale:	5 W
Modulazione:	100%
Soppressione spurie:	> 40 dB
Tolleranza di frequenza:	± 0,005%
Impedenza antenna:	50 Ω

prove in vettura risultate in ogni caso positive, abbiamo installato il Classic II nel QTH (in casa) di Trinchetto (un tecnico amicone che lavora alla Siemens) che già possiede un PW 5024.

Buttato via l'alimentatore stabilizzato super truccato, abbiamo collegato direttamente alla presa rete luce il nostro Classic II.

Non spaventatevi, non c'è stata nessuna esplosione come già avevamo detto prima l'alimentatore è incorporato, pur trattandosi di un apparato per mobile.

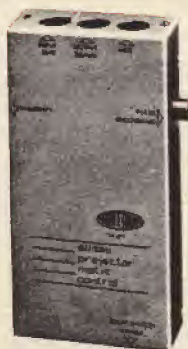
I casi di suicidio verificatisi in questi ultimi anni avevano una ragione più o meno plausibile, ma il motivo per cui Trinchetto voleva compiere l'insano gesto era a nostro avviso poco giustificato. Ammesso anche che il suo baracchino non ha retto il confronto, al massimo avrebbe potuto buttare il baracchino dalla finestra e non se stesso. Tra le lacrime dei congiunti per convincerlo dell'inutilità del suo gesto abbiamo tentato di spiegargli che non tutti i baracchini meritano la fama che viene attribuita, e che accade talvolta di incocciare in apparati più completi: certamente esisterà un ricetrasmettitore che da controlli, alla buona, come quelli da noi effettuati risulti superiore al Classic II.

Anzi l'episodio ha uno sfondo morale: mai ritenere il proprio baracchino il migliore, presto o tardi scopriremo l'amara verità!



UK 871

COMANDO AUTOMATICO DEI PROIETTORI PER DIAPOSITIVE



L'UK 871 permette di effettuare, oltre al comando a distanza del proiettore, il commento sonoro e vocale delle diapositive, con perfetto sincronismo.

Questo dispositivo ha la particolarità di disporre di un oscillatore di bassa frequenza incorpórato e, in tal modo, costituisce un'apparecchiatura completa ed indipendente.

Il valore della frequenza dell'oscillatore è stato scelto in modo da evitare che il passaggio da una diapositiva all'altra possa avvenire in seguito a delle frequenze spurie che siano presenti nel commento sonoro.

Per l'alimentazione di questo apparecchio si consiglia l'UK 695.



rassegna delle riviste estere

a cura di L. BIANCOLI

COSTRUZIONE DI BOBINE PER ONDE CORTE
(Da «Radio Plans» - 7/73)

Quando si conosce il coefficiente di autoinduzione L di una bobina, è molto facile realizzarla determinandone le caratteristiche con l'aiuto degli abachi.

La determinazione di L può però essere effettuata anche in base ai dati del montaggio nel quale la bobina deve essere utilizzata, tenendo conto delle frequenze limite della banda da ricoprire, della capacità parassita che esiste in parallelo alla bobina, e del valore della capacità variabile che è del pari necessario determinare.

La prima relazione da sfruttare per il calcolo di L è la famosa formula di Thomson, secondo la quale:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

nella quale f è espressa in Hertz, L in Henry, e C in Farad.

Da questa formula è possibile ricavare il valore di L, come segue:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$$

nella quale i valori sono espressi nelle medesime unità.

Occorre notare che il valore $4\pi^2$ è pari approssimativamente a 40, equiparando il valore di $\pi = 3{,}1416$ con il valore 3,16, che corrisponde alla radice quadrata di 10.

Resta quindi da stabilire come è possibile determinare il valore di f e di C.

La capacità C è costituita dalla capacità parassita C_p alla quale occorre aggiungere la capacità C_a e la capacità variabile C_v: pertanto si ha che:

$$C = C_p + C_a + C_v$$

nella quale C è anche una capacità variabile, mentre L è evidentemente un valore fisso in un circuito nel quale la sintonia viene ottenuta per variazione di capacità.

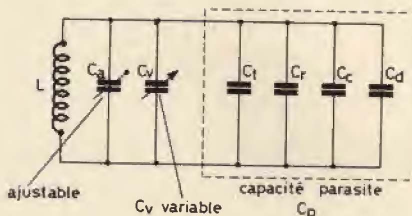


Fig. 1 - Schema rappresentativo di un circuito risonante in parallelo, nel quale oltre all'induttanza L, alla capacità di compensazione C_a ed al condensatore variabile C_v, sono rappresentate anche tutte le capacità parassite, con le diverse sigle di identificazione.

In pratica, la capacità parassita C_p consiste nel collegamento in parallelo di diverse capacità, ossia in:

$$C_p = C_t + C_r + C_c + C_d$$

nella quale C_t corrisponde alla capacità dell'ingresso o dell'uscita del circuito a semiconduttore al quale viene collegato il circuito accordato; C_r è la capacità parassita della bobina da realizzare (si tratta qui della capacità distribuita che esiste tra le spire); C_c è la capacità parassita dovuta al cablaggio, e C_d è una capacità dovuta ad un altro elemento collegato in parallelo ad L, come ad esempio un resistore, un potenziometro, ecc.

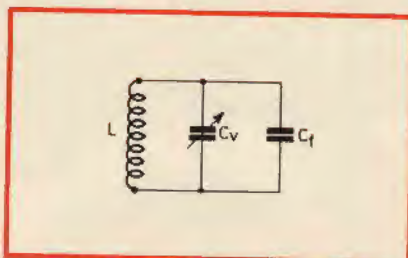


Fig. 2 - Versione semplificata del circuito risonante in parallelo, nel quale figurano l'induttanza L, la capacità variabile C_v e la capacità fissa, C_f, costituita dai diversi valori parassiti.

La **figura 1** rappresenta tutti i valori citati, che risultano tutti in parallelo alla bobina L, e di cui occorre quindi tener conto nel calcolo.

La **figura 2** rappresenta invece un circuito accordato semplice, nel quale C_v rappresenta il valore capacitivo variabile col quale viene esplorata la gamma di sintonia, mentre C_f rappresenta il totale delle capacità fisse parassite o meno, presenti in parallelo all'induttanza.

Dopo questa introduzione, il paragrafo successivo stabilisce come sia possibile determinare il valore della capacità C, necessario per ottenere la sintonia su di una determinata gamma di frequenze, partendo naturalmente da un valore induttivo prestabilito.

Dopo aver enunciato le formule relative, con qualche esempio pratico riferito ad alcune gamme tipiche di frequenze, l'articolo riporta l'abaco che riproduciamo alla **figura 3,** nel quale le tre colonne verticali rappresentano rispettivamente l'induttanza della bobina espressa in microhenry (a sinistra), la frequenza espressa in Megahertz (al centro), e la capacità, espressa in picofarad, (a destra).

Supponiamo ad esempio che il valore induttivo disponibile sia pari a L = 2.200 µH, e che la frequenza sulla quale si desidera effettuare la sintonia sia pari a 10,7 MHz, come si osserva lungo la linea diagonale superiore dell'abaco di figura 3.

In questo caso, prolungando la suddetta linea fino ad incontrare la colonna destra relativa ai valori capacitivi, si nota che il valore capacitivo che deve essere collegato in parallelo alla suddetta induttanza per ottenere la risonanza sulla frequenza suddetta deve essere di 100 pF.

Un altro esempio è costituito dalla linea diagonale inferiore, secondo la quale L presenta il valore di 700 µH, mentre la frequenza di risonanza deve essere di 30 MHz. In tal caso, il valore della capacità in parallelo deve essere di 40 pF.

Naturalmente, il suddetto abaco è reversibile, nel senso che, note le capacità e la frequenza, unendone i valori con una linea e prolungando questa li-

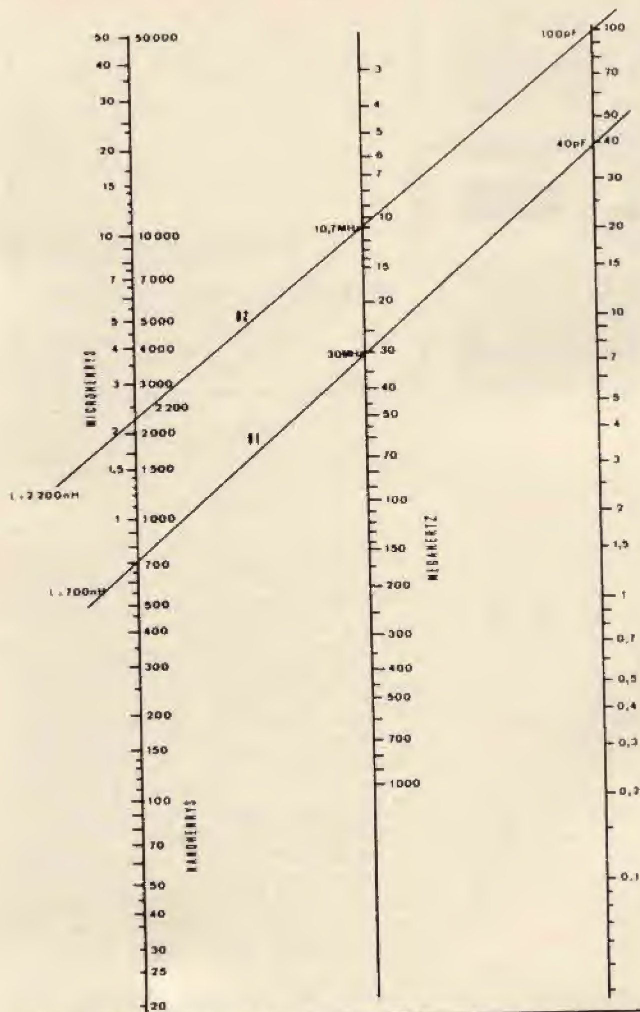


Fig. 3 - Abaco mediante il quale è possibile stabilire le relazioni che intercorrono tra l'induttanza, la frequenza e la capacità: note due di queste grandezze, è possibile conoscere la terza tracciando semplicemente una retta che unisca i due valori, e che incroci la terza colonna.

nea verso sinistra è possibile stabilire il valore induttivo necessario. Inoltre, conoscendo il valore induttivo di una bobina e quello della capacità collegata ad essa in parallelo, unendone i rispettivi valori con una retta si otterrà un punto di incontro sulla colonna centrale, che permetterà di stabilire il valore della frequenza di risonanza.

La **figura 4** — infine — è un disegno che illustra una bobina per onde corte in sezione trasversale, mettendone in evidenza tutte le caratteristiche meccaniche, vale a dire il diametro del conduttore (d), il diametro del tubo sul quale le spire vengono avvolte (D_t), il diametro effettivo dell'avvolgimento, corrispondente alla distanza identificata dalla freccia recante il simbolo D, le cui estremità corrispondono all'asse dei conduttori che costituiscono ciascuna spira, ed infine il numero delle spire, n, e la lunghezza globale dell'avvolgimento, l.

Il calcolo pratico viene effettuato anche tenendo conto del rapporto tra il diametro D e la lunghezza l dell'avvolgimento, ed il valore del coefficiente k, corrispondente appunto a diversi valori del suddetto rapporto, ricavabile dalla tabella che riportiamo dall'articolo.

L'articolo viene concluso con un esempio pratico di calcolo, riferito ad una bobina in grado di funzionare sulla frequenza di 10,7 MHz.

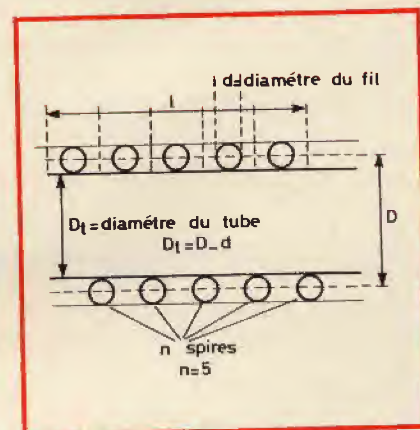


Fig. 4 - Tecnica di realizzazione di una bobina per onde corte, a spire distanziate, in base al diametro del filo, alla distanza tra le spire, alla lunghezza globale dell'avvolgimento ed al diametro del supporto.

D/l	k	D/l	k	D/l	k
0,00	0,00	0,55	4,36	2,00	10,37
0,02	0,1958	0,60	4,67	2,10	10,65
0,04	0,388	0,65	4,97	2,20	10,91
0,06	0,578	0,70	5,26	2,30	11,17
0,08	0,763	0,75	5,53	2,40	11,41
0,10	0,946	0,80	5,80	2,50	11,64
0,12	1,126	0,85	6,06	2,60	11,87
0,14	1,303	0,90	6,32	2,70	12,09
0,16	1,48	0,95	6,56	2,80	12,30
0,18	1,65	1,00	6,80	2,90	12,51
0,20	1,82	1,05	7,02	3,00	12,71
0,22	1,98	1,10	7,24	3,10	12,90
0,24	2,14	1,15	7,46	3,20	13,10
0,26	2,30	1,20	7,67	3,30	13,27
0,28	2,46	1,25	7,87	3,40	13,45
0,30	2,61	1,30	8,07	3,50	13,62
0,32	2,77	1,35	8,26	3,60	13,80
0,34	2,92	1,40	8,45	3,70	13,95
0,36	3,07	1,45	8,63	3,80	14,12
0,38	3,21	1,50	8,81	3,90	14,27
0,40	3,36	1,55	8,98	4,00	14,43
0,42	3,50	1,60	9,15	5,00	15,78
0,44	3,63	1,65	9,32	6,00	16,91
0,46	3,77	1,70	9,48	7,00	17,83
0,48	3,91	1,75	9,64	8,00	18,68
0,50	4,04	1,80	9,79	9,00	19,41
		1,85	9,94	10,00	20,07
		1,90	10,10		
		1,95	10,23		

Questa tabella permette di calcolare il valore del fattore k, in funzione del rapporto tra il diametro D e la lunghezza globale dell'avvolgimento.

UN SISTEMA DI ALLARME CONTRO IL SONNO

(Da «Radio Plans» - 7/73)

Niente è più pericoloso del sonno durante la guida di un'autovettura. In pochi secondi — infatti — esso può far perdere il controllo della vettura, e provocare incidenti molto gravi.

Sebbene sia più frequente durante la notte, questo grave inconveniente può manifestarsi anche durante il giorno. Ebbene, il dispositivo che viene descritto sulla Rivista francese è suscettibile di salvare la vita agli automobilisti che vorranno installarlo sul proprio veicolo.

Il principio di funzionamento è illustrato nello schema a blocchi di **figura 5**. Un'antenna metallica viene fissata lungo la circonferenza del volante, e mette in funzione un relè mediante un sistema elettronico. Questo relè, quando è in posizione di lavoro, mette in funzione l'avvisatore acustico.

Quando la vettura viene condotta normalmente, il conducente tiene fermamente il volante, e quindi l'antenna. In queste condizioni, il dispositivo elettrico lascia aperto il relè che comanda l'avvisatore acustico.

Non appena il pilota viene vinto dalla sonnolenza, egli diminuisce automaticamente la stretta delle mani sul volante, e quindi inevitabilmente altera le condizioni di contatto fra le mani e l'antenna. La disposizione del circuito è tale per cui — in queste condizioni — l'avvisatore acustico entra in funzione soltanto quando entrambe le mani vengono allentate contemporaneamente, in modo tale da consentire che una mano abbandoni il volante, ad esempio per azionare il commutatore dei fari, senza mettere in funzione il sistema di allarme.

La parte meccanica che riguarda il sistema di collegamento è forse la più delicata da realizzare.

Lo schema elettrico del dispositivo è illustrato invece alla **figura 6**. Il transistore Q1 funziona come oscillatore del tipo Colpitts: la frequenza delle oscillazioni prodotte dipende dal valore della bobina L1, e da quello dei due condensatori di sintonia, C1 e C2, entrambi del valore di 200 pF, e collegati in serie tra loro.

Il punto in comune di questi due condensatori fa capo alla linea di massa. Una estremità del circuito accordato è collegata direttamente al collettore di Q1, mentre il terminale opposto è collegato alla base attraverso la capacità del valore di 1 nF.

Questo elettrodo viene polarizzato mediante un ponte costituito da due resistori, entrambi del valore di 56 kΩ. Il guadagno è regolabile mediante un resistore variabile da 5.000 Ω, collegato in serie all'emettitore.

L'antenna viene collegata mediante un condensatore alla base di Q1. In tali condizioni, i componenti sono stati dimensionati in modo tale da ottenere il funzionamento sulla frequenza di 300 kHz.

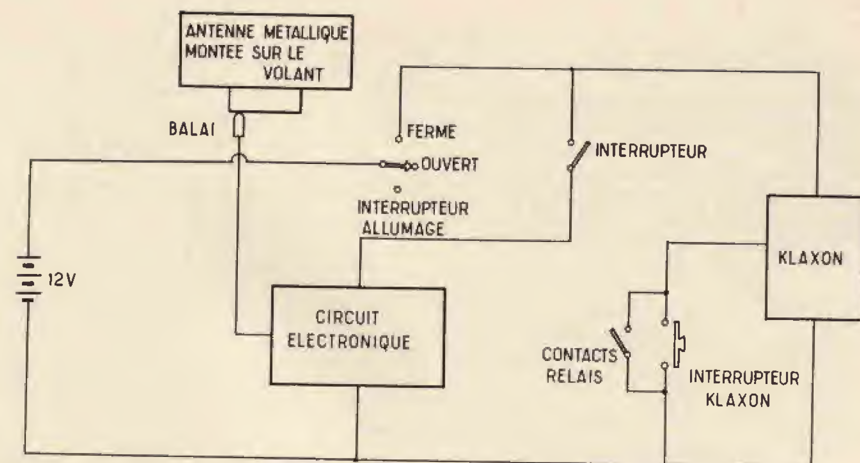


Fig. 5 - Schema a blocchi del dispositivo di allarme, la cui presenza in un'autovettura può evitare gravi incidenti, nel caso che il conducente venga colpito dal sonno.

Il collettore di TR1 fa capo direttamente alla base di TR2, che funziona come stadio ad accoppiamento di emettitore. Il segnale presente ai capi di R5 viene rettificato, filtrato, ed applicato quindi all'amplificatore finale costituito da TR3 e TR4, i quali provvedono al funzionamento del relè, attraverso la relativa bobina di eccitazione.

Quando questo dispositivo viene messo sotto tensione, si regola il potenziometro R4 in modo da determinare le condizioni limite di innesco dell'oscillatore. Di conseguenza, quando l'antenna viene serrata energicamente dalle mani del guidatore, la pressione esercitata dalle stesse mani aggiunge una quantità di capacità sufficiente per bloccare le oscillazioni, come avviene normalmente nei rivelatori di presenza.

In mancanza di oscillazioni, non si sviluppa alcuna tensione ai capi di R7, per il cui il relè rimane completamente inattivo. Non appena invece le mani allentano la presa sul volante, si producono le oscillazioni da parte di TR1, per cui si presenta una determinata tensione ai capi di R7, che — opportunamente amplificata — determina l'eccitazione del relè, che mette in funzione l'avvisatore acustico, svegliando immediatamente il guidatore assonnato.

Per quanto riguarda la costruzione la **figura 7** che riportiamo dall'articolo rappresenta il metodo realizzativo su di una basetta di supporto del tipo «Veroboard», avente le dimensioni di mm 82 x 30, con un totale di sette strisce di rame, alcune delle quali vengono interrotte in determinati punti nel modo chiaramente illustrato nella parte alta della figura. La parte inferiore rappresenta invece la posizione dei vari componenti, e precisamente della bobina L1, dei condensatori, delle capacità e dei resistori.

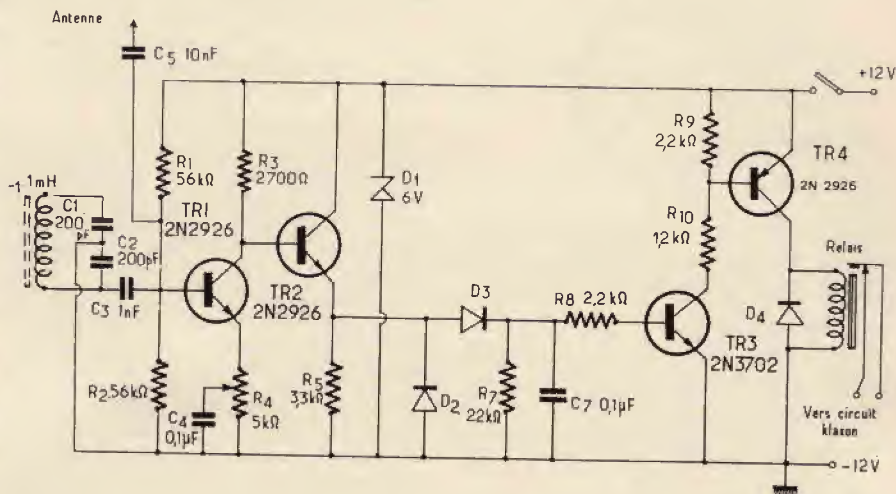


Fig. 6 - Schema elettrico del dispositivo: esso consiste in un oscillatore ad alta frequenza, seguito da un amplificatore, da un sistema di rivelazione, e da un amplificatore di bassa frequenza, che determina il funzionamento di un relè.

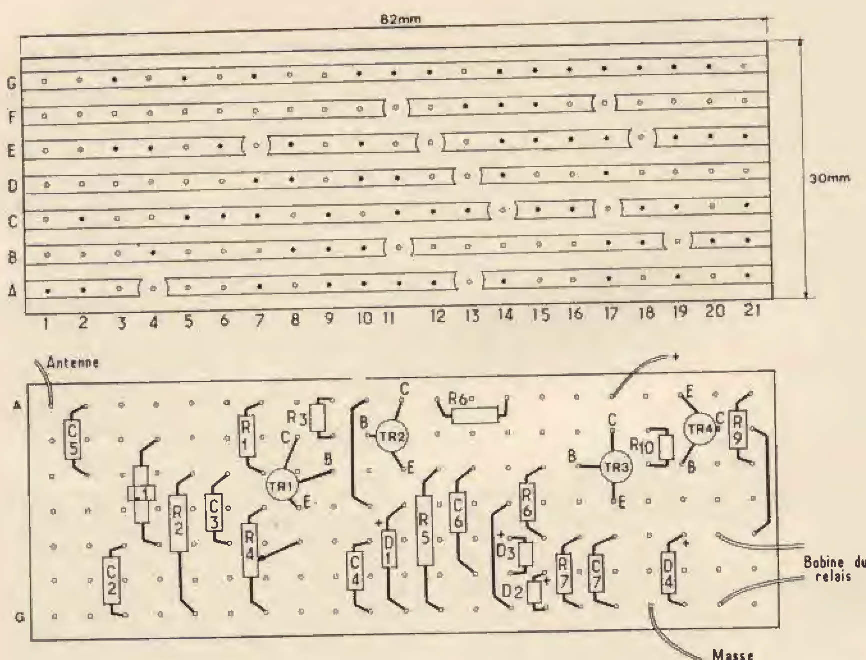


Fig. 7 - Metodo realizzativo del circuito di figura 6: in alto è visibile la basetta di supporto vista dal lato delle strisce di rame, ed in basso la medesima striscia viene illustrata dal lato dei componenti, che sono rappresentati nella loro posizione ideale.

sa del loro numero molto ridotto, e della semplicità del circuito.

Lo scopo principale dell'articolo consiste invece nello spiegare come è possibile modificare la base dell'antenna, per accogliere i componenti necessari.

Il sistema viene illustrato in modo abbastanza evidente alla **figura 10.** Si tratta praticamente di eseguire un foro centrale sul pannello superiore, in grado di accogliere un portalampada, nel punto dove era stata precedentemente installata la manopola. In seguito si eseguono i fori per i cavi di ingresso e di uscita.

La posizione esatta di questi fori dipende dalla disposizione interna che viene adottata. Non è però critica, sebbene i cavi debbano essere tenuti alla massima distanza possibile dalla sezione di alimentazione del filamento.

Se si fa uso di pinzette a coccodrillo per applicare la tensione di rete all'unità, un «clip» deve essere collegato al telaio del ricevitore di cui si desidera rigenerare il tubo a raggi catodici, mentre l'altro deve essere collegato al punto di ingresso della tensione di rete, sul dispositivo principale.

Questo metodo è più conveniente di quello basato sull'inversione delle spine, sebbene sia piuttosto pericoloso, e debba essere adottato soltanto da

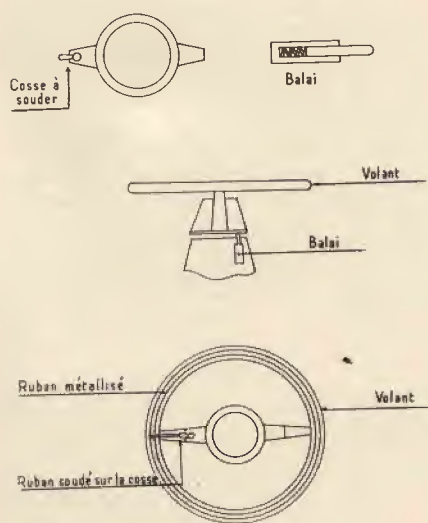


Fig. 8 - Metodo di installazione dell'antenna sul volante dell'autovettura nella quale viene installato il dispositivo.

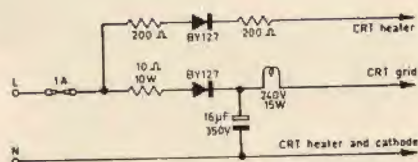


Fig. 9 - Schema elettrico dettagliato del dispositivo per la rigenerazione dei tubi a raggi catodici.

La **figura 8** — infine — rappresenta il modo più semplice col quale è possibile installare il conduttore di antenna al di sotto del volante, e realizzare anche il collegamento facente capo al circuito elettronico propriamente detto.

Si tratta naturalmente di un dispositivo molto utile, la cui realizzazione è indubbiamente consigliabile per chiunque sia in condizioni di effettuare spesso lunghi viaggi, soprattutto da solo, lungo le autostrade, e senza neppure il conforto di un apparecchio radio, che possa contribuire a tenerlo sveglio con un programma di adeguato interesse.

UN SEMPLICE RIGENERATORE DI TUBI A RAGGI CATODICI

(Da «Television» - 7/1973)

In numerosi laboratori esistono diversi «set-top aerials» del tipo Veemaster e Metropolitan, scartati in quanto divenuti difettosi a causa dell'invecchiamento.

L'articolo che rileviamo sulla nota Rivista descrive un metodo in base al quale è possibile adattare uno di questi dispositivi sfruttandolo invece come rigeneratore per tubi a raggi catodici.

Lo schema del dispositivo è quello che riproduciamo alla **figura 9**, che fa uso del ben noto principio di collegamento della griglia e del catodo del tubo a raggi catodici, facendoli funzionare come un diodo, allo scopo di ottenere la riattivazione del catodo.

Non è necessario spiegare come sia possibile disporre i componenti, a cau-

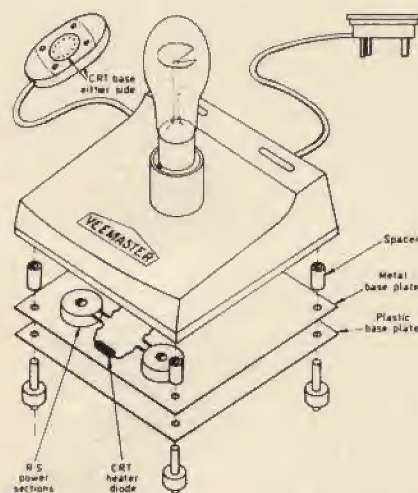


Fig. 10 - Usufruendo di un «Veemaster» difettoso o comunque scartato, è facile allestire il dispositivo di figura 9, applicando i necessari componenti all'interno, ed aggiungendo quelli che mancano, in base allo schema di figura 9.

coloro che sono in possesso della necessaria esperienza.

Quando l'energia viene prelevata attraverso un sistema di contatto a coccodrillo, è consigliabile togliere lo zoccolo del tubo a raggi catodici.

Il dispositivo descritto nell'articolo può essere uno strumento di grandissimo valore, in quanto è stato possibile riscontrare che, per il 60%, i tubi in tal

modo rigenerati sono durati per tutto un anno, per il 20% per più di sei mesi, e per il rimanente venti per cento per poco meno di sei mesi.

Naturalmente, ogni qualvolta un intervento del genere viene effettuato, è bene lasciare una nota in dovuta evidenza all'interno del ricevitore, che possa preavvertire l'eventuale tecnico che viene incaricato di una successiva riparazione che il tubo è stato già sottoposto al procedimento di rigenerazione, evitando in tal modo che egli perda tempo per ottenere una seconda volta il medesimo risultato, cosa ovviamente impossibile.

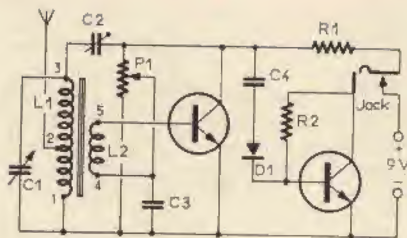


Fig. 11-A - Schema elettrico completo del ricevitore miniaturizzato, consistente in un amplificatore ad alta frequenza, in un diodo rivelatore ed in uno stadio di amplificazione a bassa frequenza.

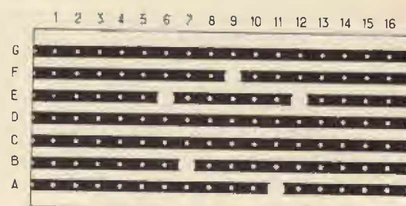


Fig. 11-B - Questa è la basetta «Veroboard», sulla quale è possibile montare tutti i componenti per realizzare il circuito del ricevitore miniatura di cui alla figura 11-A.

UN RADIO-RICEVITORE MINIATURIZZATO

(Da «Radio Télévision Pratique - 8/73)

La costruzione pratica di piccoli ricevitori a transistori presenta un certo interesse per i giovani Lettori, a causa della pratica che essi consentono di fare nel campo della tecnica elettronica sperimentale.

Sebbene la stampa tecnica mondiale si sia più volte occupata della descrizione di circuiti di questo genere, riteniamo di un certo interesse quello che viene descritto in questa occasione, sia per la semplicità concettuale del circuito, sia per la facilità con la quale può essere allestito e per le sue prestazioni veramente notevoli.

Lo schema elettrico è illustrato alla **figura 11-A**, nella quale si nota che l'intero dispositivo consta complessivamente di due transistori entrambi del tipo «n-p-n».

La bobina L1, della quale vengono forniti i dati costruiti, consta complessivamente di cinque prese, una delle quali fa capo direttamente all'antenna mentre le altre fanno capo ai diversi punti del circuito, come si osserva nello schema citato. Questa bobina è formata complessivamente da due avvolgimenti, di cui un primario con presa intermedia, ed un secondario che costituisce la sezione a bassa impedenza che applica il segnale selezionato alla base del primo transistore.

La capacità variabile C1 consente di regolare la sintonia sulla emittente locale, mentre il secondo condensatore variabile, C2, permette di regolare la reazione, in modo da aumentare notevolmente la sensibilità del ricevitore.

Il potenziometro P1 ha il compito di regolare la polarizzazione di base del primo stadio, in modo da stabilire le migliori condizioni di funzionamento di quest'ultimo.

Le tensioni ad alta frequenza pre-amplificate vengono applicate al diodo rivelatore D1, attraverso la capacità C4, facendo in modo che alla base del secondo transistore vengano applicate soltanto le oscillazioni a frequenza acustica che costituiscono la modulazione di ampiezza della portante ricevuta.

R2 costituisce il resistore per la polarizzazione di base dello stadio finale, mentre R1 svolge il compito di carico di collettore per il primo stadio.

L'alimentazione del circuito avviene mediante una normale batteria da 9 V, del tipo solitamente usato per l'alimentazione dei piccoli radio ricevitori tascabili.

Grazie alla riproduzione attraverso un auricolare per l'ascolto individuale, viene evitato l'impiego di un potenziometro per il controllo di volume, il quale può però essere regolato facendo variare opportunamente il valore della capacità di reazione C2.

Oltre a ciò, il circuito — per maggiore semplicità — non prevede neppure un interruttore di accensione, nel senso che il dispositivo viene messo in funzione soltanto nel momento in cui viene inserito lo spinotto a «jack» nel circuito di collettore del secondo stadio, la cui presa femmina è prevista di un contatto supplementare che include la batteria soltanto quando lo spinotto risulta inserito.

La sezione **B** della figura 11 rappresenta una basetta del tipo «Veroboard» vista dal lato delle strisce di rame, e mette in evidenza anche le cinque interruzioni che è necessario praticare lungo sei delle suddette strisce, per adattarla alle esigenze realizzative.

La **figura 12** — infine — illustra la medesima basetta, vista però dal lato dei componenti, e mette in evidenza anche la posizione di questi ultimi, che può essere chiaramente identificata grazie alla codificazione mediante lettere e numeri di due lati ortogonali della basetta di supporto.

Per la realizzazione della bobina di sintonia è necessario disporre di un nucleo in ferrite a sezione rotonda avente un diametro di 10-12 mm, ed una lunghezza di 65 mm, sul quale devono essere avvolte 80 spire affiancate di filo di rame smaltato del diametro di 0,1 mm, praticando la presa di antenna alla decima spira partendo dal lato massa.

La seconda bobina, L2, consiste invece soltanto in otto spire del medesimo conduttore, che — applicando uno strato separatore di nastro adesivo — vengono avvolte al di sopra della prima bobina, nel punto indicato nella figura.

Per quanto riguarda invece il valore dei componenti, occorre attenersi all'elenco che segue:

R1	=	10 kΩ
R2	=	1,5 MΩ
P1	=	250 kΩ (potenziometro miniatura)
C1	=	Condensatore variabile a mica per onde medie (valore massimo 465 pF)
C2	=	Compensatore da 3-12 pF
C3	=	Elettrolitico da 10 μF - 12 V
T4	=	Elettrolitico da 10 μF - 12 V
T1	=	Transistore del tipo 2N708

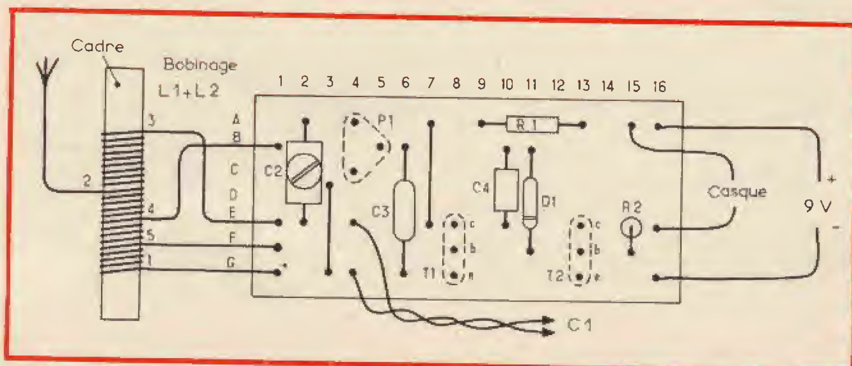


Fig. 12 - Veduta della basetta di supporto, dal lato dei componenti: sono qui chiariti i collegamenti della bobina di sintonia, ed inoltre risulta evidente la posizione dei vari componenti, studiata in modo tale da consentire la massima stabilità di funzionamento.

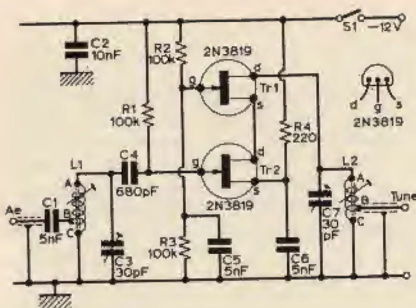


Fig. 13 - Schema elettrico dell'amplificatore di antenna per VHF, facente uso di due transistori ad effetto di campo, due bobine e pochi altri componenti.

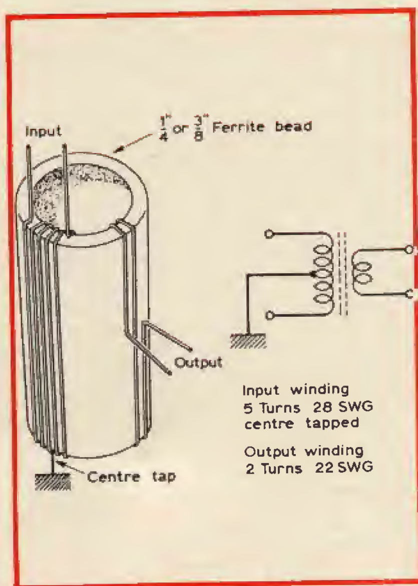


Fig. 14 - Metodo realizzativo di un semplice trasformatore mediante il quale è possibile adattare un eccitatore da 400 Ω ad un cavo coassiale da 75 Ω.

T2 = Transistore del tipo BC108 oppure BC109
D1 = Diodo del tipo OA85, oppure OA71

Una volta realizzato, questo circuito dovrà funzionare immediatamente, a patto naturalmente che non vi siano errori di montaggio, e che tutti i componenti usati abbiano il valore prestabilito, e non siano difettosi.

Il collaudo è naturalmente molto semplice: una volta collegata la batteria di alimentazione, basterà inserire lo spinotto che costituisce l'estremità del cavetto flessibile alla cui estremità opposta è collegato l'auricolare, dopo di che, collegando un tratto di filo della lunghezza di circa 2 metri alla presa di antenna, sarà sufficiente regolare C1 entro la sua intera escursione, fino a notare la ricezione della emittente locale. Una volta perfezionata la sintonia attraverso C1, si potrà regolare il compensatore C2, una volta tanto, fino ad ottenere la massima sensibilità.

Si rammenti che, se la capacità variabile C2 presenta un valore eccessivo, la reazione che si manifesta può però essere tale da determinare lo stato di oscillazione da parte del primo stadio, nel qual caso l'antenna, anziché ricevere i segnali provenienti dalla emittente locale, potrà irradiare un segnale che può costituire un notevole disturbo per gli apparecchi radio a modulazione di ampiezza funzionanti nelle immediate vicinanze.

A realizzazione ultimata, il ricevitore potrà essere installato in una semplice scatoletta di dimensioni adeguate, il che permetterà di completare il piccolo ricevitore di tipo tascabile, che potrà essere usato vantaggiosamente sia all'aperto che in luoghi chiusi, purché il punto di ricezione non sia troppo distante dalla emittente locale.

Se questa emittente è di potenza sufficiente, la sensibilità del ricevitore risulta abbastanza buona entro un raggio di oltre 20 Km.

COME MIGLIORARE IL FUNZIONAMENTO DEI RICEVITORI VHF

(Da «Practical Wireless» - 4/73)

I ricevitori radio funzionanti in VHF costituiscono una sorgente molto utile di segnale per qualsiasi appassionato di altà fedeltà, e — nonostante i limiti di frequenza a 15 kHz — le trasmissioni effettuate in quella gamma rappresentano quanto di meglio sia possibile ottenere agli effetti della registrazione.

I vantaggi sono piuttosto numerosi, in quanto si tratta di sistemi non meccanici, ed anche in quanto la distorsione è molto bassa, ed il rumore intrinseco può essere considerato persino trascurabile. Il risultato consiste quindi in una gamma dinamica piuttosto notevole, e nella possibilità di codificazione di due canali su di un unico segnale.

A tutto ciò, si aggiunge il fatto che l'eccellente tecnica adottata dalla BBC rende la radio a modulazione di frequenza una sorgente di valore inestimabile di materiale. Sfortunatamente, esistono diverse difficoltà per assicurare la migliore qualità della modulazione di frequenza, e ciò indipendentemente dalla categoria delle apparecchiature che vengono usate.

Lo schema elettrico che riproduciamo alla **figura 13** rappresenta l'ingresso dell'amplificatore: il segnale di antenna viene applicato tramite un cavo coassiale da 75 Ω, alla presa intermedia della bobina L1, attraverso la capacità di accoppiamento C1, del valore di 5 nF. Il condensatore C3, a capacità variabile, permette di sintonizzare il circuito di ingresso sulla frequenza che si desidera ricevere, e C4 accoppia il segnale in arrivo direttamente all'elettrodo «gate» dello stadio Tr2.

Lo stadio superiore, Tr1 è collegato in modo tale che l'elettrodo «gate» svolga una funzione di controllo, mentre all'elettrodo «drain» viene collegato il circuito risonante di uscita, costituito da C7 ed L2, in parallelo tra loro. Tramite la presa intermedia B, disponibile lungo l'avvolgimento di L2, viene reso disponibile il segnale di uscita che, sempre tramite cavo coassiale, viene applicato all'ingresso del sintonizzatore.

Il disegno di **figura 14** rappresenta la tecnica realizzativa di un trasformatore che può essere facilmente costruito impiegando un piccolo supporto in ferrite adatto all'allestimento di un alimentatore bilanciato da 400 Ω. Il disegno mette in evidenza la tecnica di allestimento dell'avvolgimento di ingresso e di quello di uscita, e chiarisce anche quali sono le dimensioni del nucleo, e lo schema elettrico del trasformatore, così come è stato concepito per ottenere le migliori condizioni di funzionamento.

L'articolo passa in seguito alla descrizione della basetta a circuiti stampati, sulla quale è possibile montare tutti i componenti che costituiscono il dispositivo di figura 13, il cui aspetto è riprodotto dal lato rame alla **figura 15:**

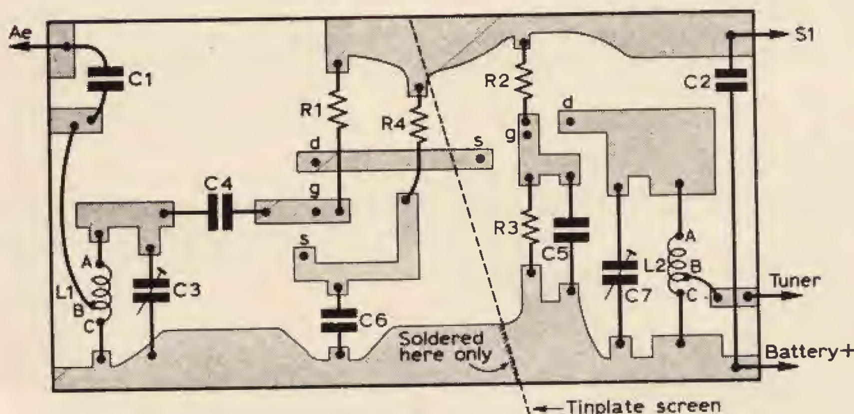


Fig. 15 - Veduta dal lato rame della basetta a circuiti stampati sulla quale può essere montato il dispositivo di figura 13, e rappresentazione dei diversi componenti che costituiscono il circuito nella loro forma grafica. Si noti lo schermo obliquo rappresentato dalla linea tratteggiata, che evita l'accoppiamento tra L1 ed L2.

questa figura riporta anche i vari componenti nel loro simbolo grafico, identificandone così in modo inequivocabile la posizione. Si noti che, nonostante la semplicità del circuito stampato, non sono previsti incroci tra le connessioni, che sono tutte presenti da un solo lato della basetta.

I resistori R1 ed R4 sono i soli componenti che attraversano la striscia di collegamento i cui forti terminali sono identificati dai simboli «b» ed «s». Oltre a ciò, i circuiti accordati di ingresso (L1-C3) e di uscita (L2-C7) sono stati disposti in corrispondenza delle estremità della basetta in senso longitudinale, allo scopo di evitare accoppiamenti parassiti. Tali accoppiamenti vengono ulteriormente neutralizzati con l'impiego di uno schermo stagnato, la cui posizione viene rappresentata dalla linea tratteggiata diagonale che attraversa la basetta a circuiti stampati in prossimità del centro, che deve essere saldata soltanto dal lato massa, visibile lungo il bordo orizzontale inferiore della basetta.

Dopo aver chiarito le caratteristiche di funzionamento, di realizzazione e di messa a punto di questo primo dispositivo, l'articolo descrive anche l'amplificatore tipo BF 200, che prende il nome dai due transistori impiegati, che vengono appunto contraddistinti da questa sigla. Lo schema elettrico di questo amplificatore è illustrato alla **figura 16**, e consiste evidentemente in questi due soli stadi, del tipo «n-p-n», impiegati entrambi nella classica configurazione con base a massa.

Anche in questo caso, vengono usate due induttanze per il circuito di ingresso e quello di uscita (rispettivamente L1 ed L3). La prima di esse è soltanto del tipo a nucleo regolabile, e permette di ottenere la sintonia sul canale desiderato. La seconda è invece provvista di una presa intermedia (B), dalla quale viene derivato il segnale che — tramite il consueto cavo coassiale — viene applicato all'ingresso del sintonizzatore.

Anche per questo secondo dispositivo l'articolo riproduce la struttura del circuito stampato, nel modo illustrato alla **figura 17**. Si tratta anche qui di una basetta di minime dimensioni, la cui realizzazione risulta piuttosto facilitata dalla presenza di poche connessioni, tutte a struttura geometrica abbastanza regolare, il che evita la maggior parte delle difficoltà che di solito si incontrano durante il procedimento di realizzazione di un circuito stampato.

Anche per questo secondo dispositivo viene descritta dettagliatamente la tecnica realizzativa e di messa a punto, e vengono forniti i dati costruttivi delle bobine, sia per quanto riguarda le dimensioni fisiche, sia per quanto riguarda invece le caratteristiche dei conduttori, la distanza degli avvolgimenti, ecc.

Un ultimo paragrafo fornisce un'idea di notevole utilità per la realizzazione di un circuito di alimentazione, adatto all'impiego con entrambi i tipi di amplificatori descritti.

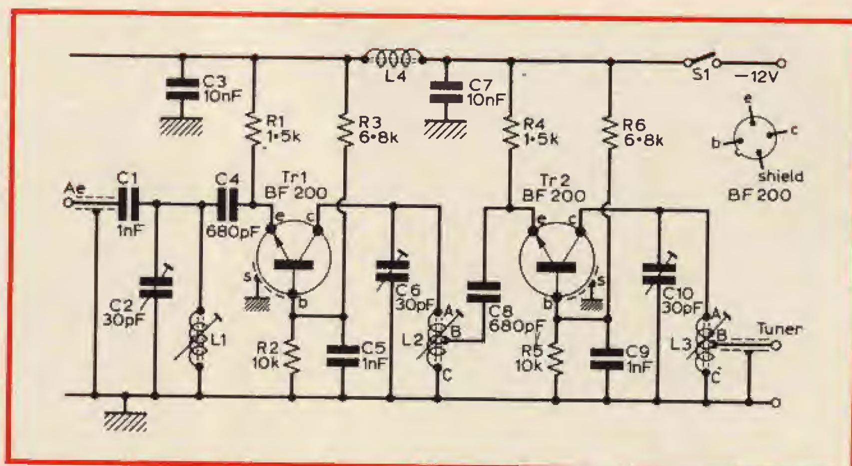


Fig. 16 - Schema elettrico del secondo amplificatore di antenna, facente uso di due transistori del tipo BF 200.

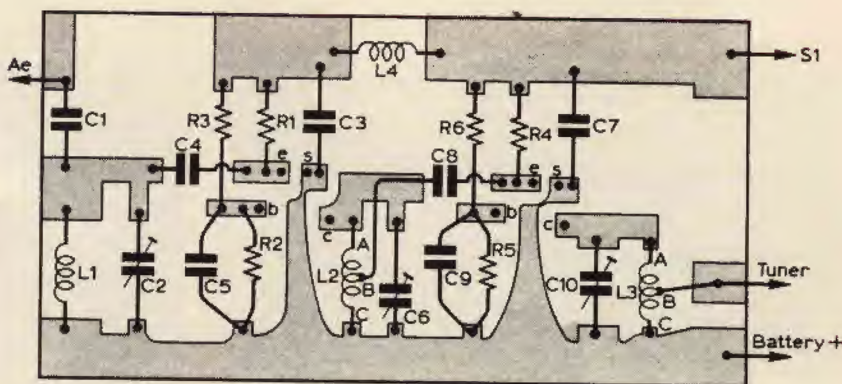


Fig. 17 - Veduta dal lato rame della basetta a circuiti stampati sulla quale è possibile montare il dispositivo il cui schema elettrico è stato illustrato alla figura 16.

LA REALIZZAZIONE DEI CIRCUITI STAMPATI

(Da «Everyday Electronics» - 6/73)

La tecnica realizzativa dei circuiti stampati è già stata oggetto di numerosi articoli pubblicati dalla quasi totalità delle riviste di categoria. Ciò nonostante, la lettura di un ulteriore articolo dedicato a questo tipo di lavoro può essere di un certo interesse, soprattutto in quanto espone alcuni pratici miglioramenti, che sono stati escogitati allo scopo di semplificare l'allestimento di un circuito stampato, eccelerandone la realizzazione, ed evitando gli inconvenienti che precedentemente venivano spesso riscontrati.

La tecnica che viene descritta in questo caso si basa sull'impiego di particolari penne, che depongono sull'originale strisce nere perfettamente opache, e suscettibili quindi di essere fotografate con la massima precisione possibile.

Come viene accuratamente descritto nell'articolo la prima operazione consiste nello studiare la posizione dei componenti mediante un foglio di carta millimetrata, sul quale è possibile riprodurre nel modo più preciso possibile le dimensioni dei vari componenti, identificando nel contempo la posizione dei diversi terminali, secondo un modulo standardizzato, dovuto appunto all'impiego del reticolo.

Una volta stabilita la posizione dei diversi componenti sul disegno, prevedendo tutti i possibili accorgimenti per evitare incroci nelle connessioni, che risulterebbero impossibili in quanto l'intero circuito deve essere adagiato su di un unico piano, costituito dal lato rame della basetta a circuiti stampati, le zone lungo le quali il rame dovrà rimanere presente per l'esecuzione delle diverse connessioni vengono tratteggiate, allo scopo di identificarne la lunghezza, la posizione, l'orientamento, la superficie ecc.

L'operazione successiva consiste nel delimitare le dimensioni della basetta isolante, sul lato del quale è presente lo stato uniforme di rame, che deve essere perfettamente pulito, in modo da non presentare tracce di grasso, di ossido, ecc., che potrebbero compromettere l'applicazione del materiale «resist», non-



A



C

B

D





Fig. 18 - Quattro fasi del processo di incisione: in «A» riproduzione mediante carta carbone del disegno che identifica la struttura delle varie connessioni. In «B» le zone in rame sono state rivestite col materiale «resist» e la basetta è pronta per il bagno di incisione. In «C» è riprodotto l'aspetto della basetta dopo l'asportazione del rame mediante l'acido, ed in «D» è illustrata la basetta dal lato rame, dopo l'applicazione dei componenti e la relativa saldatura.



Fig. 19 - Aspetto del disegno originale del circuito stampato, attraverso il quale viene ricavata la matrice mediante carta carbone, di cui alla figura 18-A. Questa tecnica di realizzazione permette un notevole risparmio di tempo.

ché l'effetto degli acidi che devono intaccarne la superficie.

La **figura 18** è costituita da quattro sezioni, che chiariscono quattro delle fasi più importanti attraverso le quali il circuito stampato viene allestito. In **A** viene illustrato il metodo con il quale, con l'aiuto della carta carbone si traccia la struttura fondamentale sul lato rame della basetta. In **B** è visibile lo stesso lato della basetta dopo l'applicazione del «resist», e dopo l'essiccazione. In tali condizioni, il supporto è pronto per essere sottoposto al procedimento di corrosione.

Dopo che l'acido ha provveduto ad asportare le parti in rame non desiderate, la basetta si presenta dal lato rame nel modo chiaramente visibile in **C**: le sezione **D** della figura — infine — mette in evidenza sempre il lato rame della basetta, dopo l'applicazione dei componenti, e la saldatura dei relativi terminali.

La **figura 19** rappresenta invece il disegno della traccia originale così come deve essere eseguito per ottenere i diversi passaggi illustrati alla figura 18, evitando sbavature dei contorni, e limitando le zone di rame alla superficie effettivamente necessaria, allo scopo di evitare fenomeni di dispersione, accoppiamenti parassiti, ecc.

Un paragrafo descrive con sufficiente ricchezza di particolari il metodo di asportazione del rame mediante il bagno acido, dopo di che l'articolo descrive la tecnica di perforazione e di rivestimento, i più semplici accorgimenti tramite i quali viene effettuato il montaggio dei componenti, e le principali norme di collaudo che assicurano un risultato più che soddisfacente.



i lettori ci scrivono

a cura di P. SOATI

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

Sigg. TORELLI G. - Novara, SURACE F. - Catania

Stazioni stereofoniche (FM e telediffusione)

Effettivamente si fa una certa confusione fra i programmi radio stereofonici emessi in modulazione di frequenza e quelli telediffusi.

I programmi radiofonici a modulazione di frequenza sono trasmessi in tre riprese giornaliere (alle ore 1530, 2000 e 2100) soltanto dalle stazioni di Milano 102,2 MHz, Napoli 103,9 MHz, Roma 100,3 MHz *e* Torino 101,8 MHz. *Il programma irradiato è identico a quello telediffuso con la differenza che nella emissione delle ore 21 viene trasmesso il programma previsto in filodiffusione il giorno dopo.*

Le stazioni di filodiffusione irradiano programmi stereofonici dalle ore 1530 alle ore 1630 (IV e VI canale).

All'atto della compilazione della presente risposta le città in grado di assicurare il servizio di filodiffusione sui sei canali previsti sono le seguenti:

Roma, Torino, Novara, Milano, Bergamo, Brescia, Como, Monza, Varese, Padova, Treviso, Verona, Vicenza, Trieste, Udine, Bolzano, Trento, Firenze, Siena, Napoli, Salerno, Caserta, Bari, Foggia, Lecce, Genova, La Spezia, Rapallo, Savona, Bologna, Ferrara, Modena, Parma, Reggio Emilia, Rimini, Venezia, Palermo, Catania, Messina, Siracusa, Cagliari.

Per effettuare un impianto di filodiffusione occorre rivolgersi direttamente alla SIP. Il costo di un impianto del genere è il seguente: Lire 6.000 una volta tanto all'atto della richiesta per l'impianto con una sola presa e con sviluppo massimo di 10 m di cavetto. Lire 1.000 ogni trimestre con addebito sulla bolletta telefonica. Per ogni presa supplementare è dovuto un supplemento, una volta tanto, di lire 3.000.

Naturalmente occorre essere in possesso dell'abbonamento alle radioaudizioni e di un apparecchio ricevente per filodiffusione.

Sig. PUDDU S. - Cagliari

Satelliti artificiali per la radionavigazione

I satelliti artificiali sono già utilizzati da tempo per usi di navigazione tanto nel campo meteorologico quanto per altri impieghi pratici quali il rilevamento del punto nave ed altre applicazioni del genere.

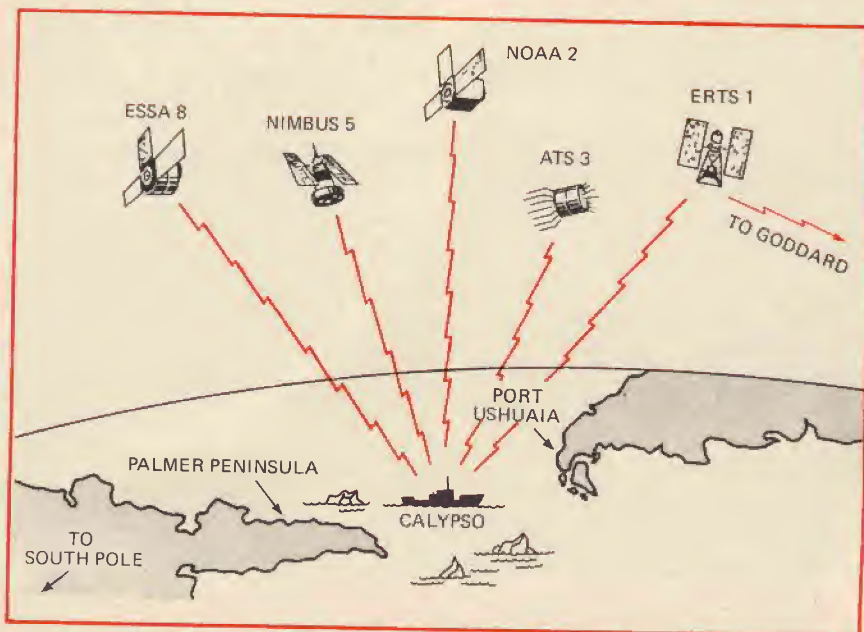


Fig. 1 - Collegamenti con i satelliti da parte della nave Calipso del comandante Cousteau, durante gli esperimenti effettuati in collaborazione con la NASA.

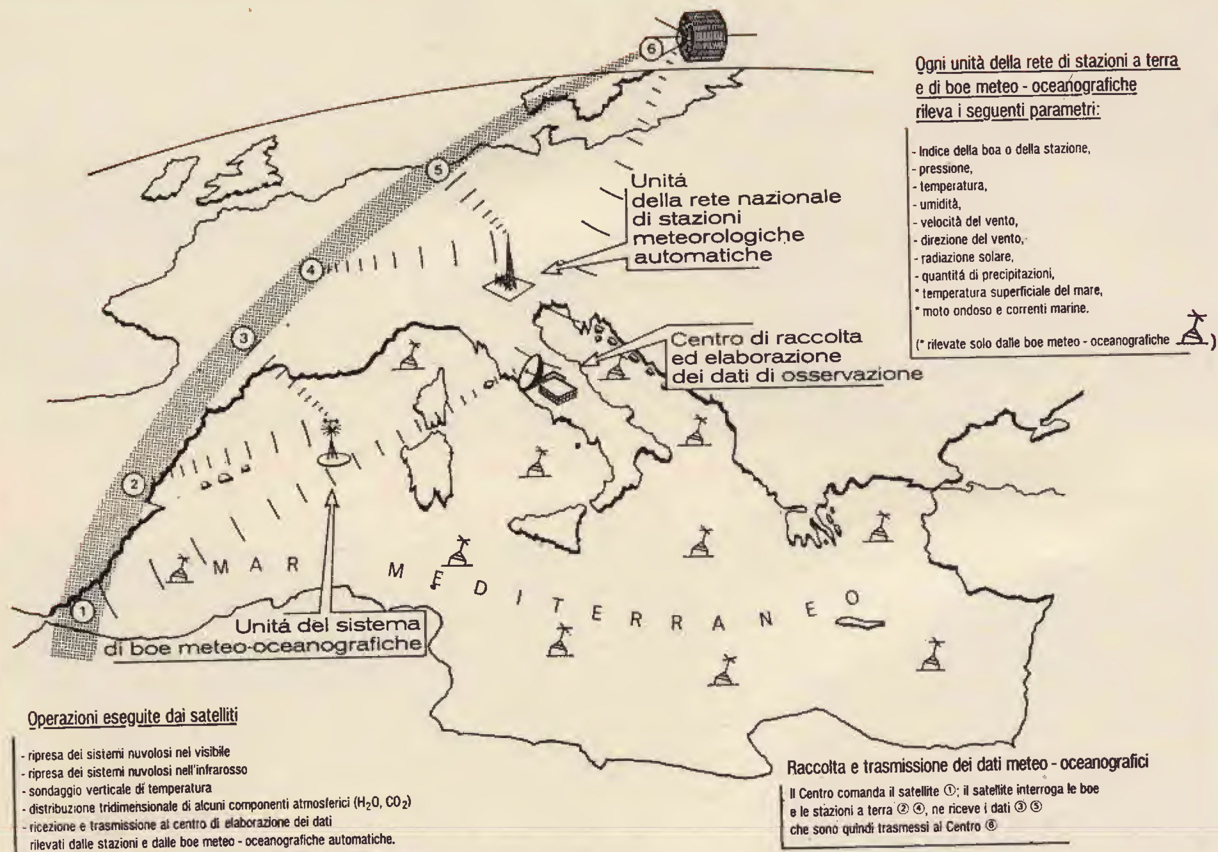


Fig. 2 - Schema sintetico del progetto di sistema di satelliti meteorologici per la regione Mediterranea, della rete di osservazioni, misure meteo, oceanografiche e del Centro per la raccolta, la elaborazione e diffusione dei dati di osservazione e di previsione.

L'argomento è già stato trattato nella rivista ELETTRONICA OGGI e prossimamente sarà ripreso con altri articoli.

La figura 1 si riferisce ad esempio all'impiego pratico di ben cinque satelliti artificiali della Terra per vari usi (radiocomunicazioni, rilevamenti, osservazioni scientifiche) da parte del comandante Cousteau che si trovava a bordo della nave Calipso.

Detti esperimenti sono stati effettuati in collaborazione con la NASA ed i collegamenti in questo caso sono stati assicurati dai satelliti ATS3 e ERTS1.

La figura 2 si riferisce invece allo schema sintetico generale del progetto del sistema di satelliti meteorologici per la regione Mediterranea.

Sig. RICCIO F. - Roma

Schemi di radioapparecchi esteri

Se si desidera avere una rassegna abbastanza completa di schemi relativi a televisori, radioricevitori, registratori, autoradio ecc. di produzione estera, le consiglio l'acquisto dei sei volumi di RADIO AND TELEVISION SERVICING (1967 ÷ 1973) editi da PURNELL BOOK SERVICE, P.O. Box 20 ABINGDON, Berks OHX144HE in cui sono compresi schemi degli apparecchi delle seguenti case:

Aiwa, Alba, Baird, Band and Olufsen, Blaupunkt, BRC, Bush, Cossor, Crown, Dansette, Decca, Defiant, Dulci, Dynatron, Eddystone, Ecko, Elizabethan, Ferguson, Ferranti, Fidelity, GEC, Grundig, Hacker, Halcyon, HMV, Hitachi, Invicta, ITT/KB, Jugoelektra, Klinger, Loewe, Opta, Marconiphone, Masteradio, Monogram, Murphy, National, Nivico, Perido, Peto Scott, Philico, Philips, Portadyne, Pye, Radiomobile, Radionette, RGD, Roberts, Radio, Robux, Sanyo, Sharp, Sobell, Sony, Standard, STC, Stella, Stereosound, Telefunken, Teletron, Thorn, Sanyo, Ultra, Van der Molen, World Radio, Thorn Consumer, Elpico, Rigonda (URSS), Waltham.

Oltre a circuiti integrati della Mullard, e schemi elettrici di apparecchi di ogni genere di altre marche.

Il prezzo dell'opera in Inghilterra è di lire sterline 27,75.

Sig. BIANCHI - G. - Milano

Analizzatori di spettro a tempo reale

Al termine tempo reale si danno in genere tre significati distinti: il primo, che è anche il più importante, si riferisce ad un analisi al 100% mediante il quale le caratteristiche di un segnale sono tutte rappresentate nello spettro senza alcuna esclusione. I migliori analizzatori coprono una gamma sino a 10 kHz. L'analisi in tempo reale agisce in modo che lo spettro caratterizza completamente il segnale d'ingresso. Eventuali dati causali sono analizzati in tempo minimo e l'analisi fornisce il massimo miglioramento che si può ottenere teoricamente, del rapporto segnale/disturbo.

Il secondo significato di tempo reale corrisponde a «molto rapido».

Con un ATR (analizzatore tempo reale) è possibile analizzare un numero nettamente maggiore dei dati rispetto a quelli analizzabili, ad esempio, con i tradizionali analizzatori di spettro a vobulazione. Ciò consente di effettuare in pochi giorni degli esperimenti per i quali occorrerebbero con i mezzi normali alcuni mesi.

Un terzo significato del tempo reale indica l'abilità dell'ATR a vobulare molto rapidamente lo spettro in modo che la rappresentazione dei segnali su un normale oscilloscopio non appaia intermittente.

Venti sweep al secondo, cioè 50 ms per sweep, sono ad esempio sufficienti per ottenere una rappresentazione oscilloscopica continua.

E' ovvio pertanto che uno strumento di questo genere è assolutamente indispensabile quando si vogliano avere a disposizione delle analisi di spettro relative a rumori, vibrazioni, acustica subacquea, ed altre misure del genere. Nel caso da lei prospettato, ad esempio, l'analisi di motori rotanti, cuscinetti, e qualsiasi altra macchina periodica, si può meglio comprendere se la rappresentazione viene fatta sulla base di unità della velocità rotazionale piuttosto che in valori assoluti di frequenza. In questo modo variazioni di velocità anche ampie non mutano la disposizione nel diagramma di componenti in relazione alla velocità stessa come mostra la figura 3.

La figura 4 si riferisce all'ATR modello UA 500 della Federal Scientific rappresentata in Italia dalla ditta Vianello di Milano alla quale potrà rivolgersi a mio nome per avere ulteriori informazioni (Via Crivelli, 12 - 20122 Milano).

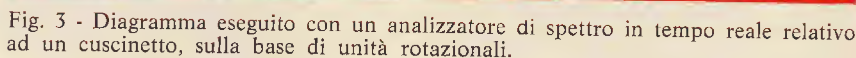


Fig. 3 - Diagramma eseguito con un analizzatore di spettro in tempo reale relativo ad un cuscinetto, sulla base di unità rotazionali.

Sig. MOROSINI D. - Venezia

Abbreviazioni meteo in RTF

Nei testi delle informazioni meteo trasmesse in chiaro, cioè non secondo un prestabilito codice (ad esempio Meteomar) e specialmente in radiotelegrafia e fac-simile sono usate alcune delle abbreviazioni nelle quali sono comprese quelle che Lei mi ha inviato in visione. Anche per comodità di qualche altro lettore elenco queste abbreviazioni convenzionali:

C = *gradi centigradi (per la temperatura) può anche riferirsi ad altro tipo di grado purché specificato.* CB = *cumulonembi.* COT = *sulle coste.* F = *forza del vento.* FT = *piede (dall'inglese feet).* GMT = *tempo medio di Greewich.* GRADU = *gradualmente (e non grado come Lei ha scritto, questa abbreviazione deriva dall'inglese gradually).* ICE = *formazione di ghiaccio (generalmente a bordo).* INS = *pollici (da inches per la misura della pressione).* INTER = *intermittente.* KM = *chilometri.* KMH = *chilometri all'ora.* KTS = *nodi (dall'inglese knots). Ricordare che un nodo corrisponde ad un miglio all'ora.* LOC = *localmente, locale.* M = *metri.* MAX = *valore massimo.* MB = *millibar (per la pressione).* ML = *miglia inglesi cioè miles.* MN = *valore minimo.* MOV = *che si muove o meglio che si sposta (dall'inglese moving).* MPH = *miglia inglesi all'ora.* MS = *meno (per indicare le temperature inferiori allo zero).* NC = *senza alcuna variazione.* NM = *miglia nautiche.* OCNL = *eventualmente, occasionalmente.* PROB = *probabile.* PS = *più (per indicare le temperature sopra lo zero).* QUAD = *quadrante.* RAPID = *rapidamente.* SLW = *lentamente (dall'inglese slowly).* TU = *tempo universale (ora GMT).* VIS = *visibilità.* VRBL = *variabile.* YD = *yard (misura inglese).* Z = *ora Zeta (= ora GMT = ora TU).*

Sigg. CORRADI F. - Roma,
DE MARIA F. - Napoli,
ROSSINI D. - Milano

Stazioni radiofoniche e SWL

I motivi per cui i centri di controllo sono in grado di ricevere quasi tutte le emittenti radiofoniche ad onde corte del mondo nel giro di poche settimane è dovuto ai seguenti motivi:

a) essi dispongono di personale specializzato nell'ascolto delle emittenti radio di ogni genere e che ha particolare esperienza nel campo dei servizi di intercettazione e di individuazione. Una esperienza che ben dificilmente, per una serie di molti motivi, può essere acquisita da un SWL.

b) il dato più importante che caratterizza una emittente radiofonica ovviamente è l'annuncio che può essere dato in lingue diverse alcune delle quali del tutto sconosciute a chi ascolta. Con l'esperienza è però possibile individuare tali emissioni anche se trasmettono in dialetti africani, indiani molto difficili da comprendere.

c) i centri di ascolto sono dotati, oltre che di ricevitori professionali (figura 5) di classe superiore, di apparecchiature per le misure di precisione della frequenza (la stabilità delle stazioni può variare da qualche kilohertz per le stazioni più scadenti ad alcuni millesimi di Hz per i moderni trasmettitori). La frequenza e l'ordine della sua stabilità ha un'importanza molto elevata per l'individuazione di una stazione sconosciuta.

d) la possibilità di avere a disposizio-

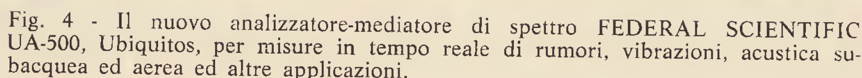


Fig. 4 - Il nuovo analizzatore-mediatore di spettro FEDERAL SCIENTIFIC UA-500, Ubiquitos, per misure in tempo reale di rumori, vibrazioni, acustica subacquea ed aerea ed altre applicazioni.



Fig. 5 - Due ricevitori professionali della Redifon Telecommunications. Il primo R551, munito di sintetizzatore per sintonia continua nella gamma fra 15 kHz e 30 MHz, ed il secondo con commutatore a dieci canali nelle gamme 255 - 525 kHz, 1,5 - 30 MHz. Entrambi sono adatti per la ricezione di qualsiasi tipo di servizio.

ne una vasta serie di antenne (generalmente rombiche ed altre del tipo logaritmico) le quali consentono di individuare con un elevato grado di precisione la provenienza delle emissioni.

Esistono anche altri fatti che non è il caso di ricordare, comunque posso assicurare i richiedenti che con un buon ricevitore e possibilmente con un doppio sistema di antenna, una orizzontale l'altra verticale, è possibile ascoltare e individuare nel giro di poche settimane alcune centinaia di stazioni radiofoniche molte delle quali lontane. Ad esempio le stazioni australiane, quelle dell'India, del Pakistan, della Nuova Zelanda, del Giappone, della Cina e così via, possono ad esempio essere ricevute regolarmente poiché a loro volta impiegano antenne direttive verso i vari paesi ai quali sono destinate le emissioni, e dei trasmettitori di alta potenza.

Nelle ore notturne, specialmente durante la stagione autunnale ed invernale è possibile l'ascolto delle numerose emittenti centro-sud americane, anche di debolissima potenza, che trasmettono nella gamma delle frequenze equatoriali. Si tratta di un ottimo esercizio specialcialmente per abituarsi ad identificare tramite l'annuncio le varie stazioni.

Ovviamente essendo in possesso dello orario di trasmissione che può essere richiesto agli enti o privati che gestiscono le stazioni il compito è enormemente facilitato. Occorre però tenere presente che detti orari devono essere aggiornati perché mutano in funzione del mutare delle stagioni e per esigenze di carattere tecnico.

L'elenco a cui fa riferimento il signor Rossini aggiornato a tutto il mese corrente è in nostro possesso: per ovvie ragioni non possiamo inviargliene copia anche perché una volta che abbiamo esaudito una richiesta del genere essa è stata sfruttata per altri fini.

Il signor De Maria non ha avuto la risposta che desiderava dai due enti ai quali si è rivolto perché evidentemente ha fatto confusione.

Radio Madagascar dipende dalla Radiodiffusion-Télévision Nationale Malagsy, Box Postal 442 TANANARIVE e non da MALAWI Broadcasting Corporation la cui sede è a Blantyre (B.P. 453).

Le potenze denunciate agli organi internazionali ben difficilmente corrispondono a quelle di esercizio. Per ragioni tattiche politico-commerciali frequentemente le potenze sono superiori a quelle di esercizio ma non di rado anche inferiori.

Sig. BRUNI D. - Roma

Elaboratore elettronico per studio

Le apparecchiature professionali hanno sempre un prezzo elevato altrimenti le loro caratteristiche non potrebbero essere tali da soddisfare l'esigenze di chi li richiede.

Pertanto se Lei desidera acquistare un calcolatore avente le caratteristiche indicate nella sua lettera ovviamente dovrà rassegnarsi a spendere qualcosa di più del previsto.

Personalmente penso che ad esempio i calcolatori TEKTRONIX della serie TEK21 e TEK31 siano veramente in grado di soddisfare i requisiti che Lei richiede (figura 6).

Pertanto le consiglio di rivolgersi direttamente alla SILVERSTAR (20, Via dei Gracchi 20146 Milano) a mio nome chiedendo chiarimenti ed opuscoli sui suddetti calcolatori.

Sigg. Ing. F. CARBI - Trieste
N. GUIDI - Roma

Generatore elettronico di fischi

Tutti i dati a nostra disposizione, relativi al circuito elettrico di un generatore di fischi per locomotiva, recensito nel n° 12/1972 della rivista, sono stati resi noti.

I valori dei condensatori C1, C2 e C3 dovranno essere scelti fra 0,005 e 0,05 μF in funzione della frequenza del fischio che si desidera ottenere.



Fig. 6 - Calcolatore Tektronix della serie TEK 31 particolarmente studiato per usi scientifici marketing ed altre applicazioni del genere.

Continuiamo in questo numero la pubblicazione, iniziata sul numero 1/73, di una serie di tabelle di equivalenza fra semiconduttori di diversa fabbricazione e semiconduttori di produzione Philips.







EQUIVALENZE E DATI TECNICI DEI SEMICONDUTTORI

Tipo	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	M K G	A: V_{RM}	B: V_{RWM} (V)	C: $I_{F(AV)}$ (mA)	D: I_{FM} (mA)	E: C (pF)	F: per V_R (V)	Osservazioni sul corrispondente Philips ($G = t_{rr}$; $H = V_F$; $K = I_R$; $L = I_{FSM}$): Contenitore	valore inferiore	valore superiore
1N 70	SF	OA 95	DO-7	G	90		30					HK	A
1N 87 A	T	AA 119	DO-7	G	25		50	–				CK	A
1N 198	T	OA 91	DO-7	G	80		30	–				K	AC
1N 424 A	SF	(BAX 16)	DO-7	G	150		225				SOD-17	C	HK
1N 456	F,SE	(BAW 62)	DO-7	G	35		90	270			DO-35	CD	A
1N 459	F	(BAX 17)	DO-7	G	175		40	125	6–	0	SOD-17		CDEK
1N 485 B	F	(BAX 17)	DO-7	G	175		200	450	6–	0	SOD-17	D	EHK
1N 537	I,R,TI,S	(BY 127)	DO-3		100		750				SOD-18	K	ACL
1N 541	T	AA 119	DO-7	G	3		–	100				K	A
1N 643	TI	(BAX 16)	DO-7	G	175		40	175			DO-35	A	CD
1N 649	SE	(BYX 10)	DO-7	G	600		400	1250			DO-14	C	ADKL
1N 658	TI,F	(BAX 16)	DO-7	G	100		100	300			SOD-17		ACDHK
1N 659	TI	BAX 16	DO-7	G	50		100	320			DO-35		AC
1N 660	TI	BAX 16	DO-7	G	100		100	320			DO-35		AC
1N 661	TI	(BAX 16)	DO-7	G	200		40	320			DO-35	A	C
1N 662	TI,F	BAX 16	DO-7	G	80		40	175			DO-35	GK	ACDH
1N 663	TI	BAX 16	DO-7	G	80		40	225			DO-35		ACD
1N 914	P,F,TI,I,SE	1N 914	SOD-17	G	100		75	225	4–	0			
1N 914 A	P,F,TI,I,SE	1N 914 A	SOD-17	G	100		75	225	4–	0			
1N 914 B	P,F,TI,I,SE	1N 914 B	SOD-17	G	100		75	225	4–	0			
1N 915	TI	BAW 62	(2X 6)	G	50		75	225	4	0			A
1N 916	P	1N 916	SOD-17	G	100		75	225	2–	0			

diodi

Tipo	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	M K G	A V_{RM}	B V_{RWM} (V)	C $I_{F(AV)}$ (mA)	D I_{FM} (mA)	E C (pF)	F per V_R (V)	Osservazioni sul corrispondente Philips ($G = t_{rr}$; $H = V_F$; $K = I_R$; $L = I_{FSM}$) Contenitore	valore inferiore	valore superiore
1N 916 A	P	1N 916 A	SOD-17	G	100		75	225	2-	0			
1N 916 B	P	1N 916 B	SOD-17	G	100		75	225	2-	0			
1N 917	TI	BAW 62	(2 X 6)	G	30		50	150	2,5	0	DO-35		ACD
1N 2069	TI	(BYX 36/600)	(SOD18)	K	400		750	6000			DO-15	D	AC
1N 2070	TI	(BY 127)	(SOD18)	K	400		750	6000					ACD
1N 2071	TI	(BY 127)	(SOD18)	K	600		750	6000					ACD
1N 2867	D		L=11		1500		250	800				H	CDK
1N 3062	F,SE	BAW 62	DO-7	G	50		75	225	1-	0			AEGK
1N 3063	F,SE	BAW 62	DO-7	G	50		75	225	2-	0			AEHK
1N 3064	TI,SE	BAX 16	DO-7	G	50		115	225					CD
1N 3070	F,SE	(BAX 16)	DO-7	G	175		150	300	5-	0		A	CDEGH
1N 3282	D	(BYX 10)	DO-7		1000		100	400			DO-14	H	ACD
1N 3283	D	(BYX 10)	DO-7		1500		100	400			DO-14	H	CD
1N 3592	SE	AAZ 18	DO-7	G	25		100	450		0			C
1N 3595	SE,F	(BAX 15)	DO-7	G	125		-	900	8-	0	SOD-17	GK	ACEH
1N 3600	SE,F	(BAX 12)	DO-7	G	50		200	10000	2,5-		SOD-17	D	ACEGK
1N 3754	R	(BY 127)	(TO-1)	M	100		130	-					AC
1N 3880	SE	BYX 50/200	DO-4	M	100		7500	20 A				CDL	G
1N 3881	SE	BYX 50/200	DO-4	M	200		7500	20 A				CDL	G
1N 3883	SE	BYX 50/400	DO-4	M	400		7500	20 A				CDL	G
1N 3890	SE	BYX 30/200	DO-4	M	100		15 A	35 A					ALG
1N 3891	SE	BYX 30/200	DO-4	M	200		15 A	35 A					LG
1N 3893	SE	BYX 30/400	DO-4	M	400		15 A	35 A					LG
1N 4001	TI,I	(BY 127)	(DO-14)	K	50		1000	10000			SOD-18	C	A
1N 4002	TI,I	(BY 127)	(DO-14)	K	100		1000	10000			SOD-18	C	A
1N 4003	TI,I	(BY 127)	(DO-14)	K	200		1000	10000			SOD-18	C	A
1N 4004	TI,I	(BY 127)	(DO-14)	K	400		1000	10000			SOD-18	C	A
1N 4005	TI,I	(BY 127)	(DO-14)	K	600		1000	10000			SOD-18	C	A
1N 4006	TI,I	(BY 127)	(DO-14)	K	800		1000	10000			SOD-18	C	A
1N 4007	TI,I	(BY 127)	(DO-14)	K	1000		1000	10000			SOD-18	AC	
1N 4148	P,D,I,T,SE,F	1N 4148	DO-35	G	100		75	225	4-	0			
1N 4149	T	1N 4148	DO-35	G	75		150	-					F
1N 4150	P,F,SE	1N 4150	DO-35	G	50		300	600	2,5-	0			
1N 4151	P,T,I,F	1N 4151	DO-35	G	50		300	600	2	0			
1N 4152	F,SE	(BAV 10)	DO-35	G	30		150	-	2-	0			ACFK
1N 4153	T	(BAV 10)	DO-35	G	50		150	-	2-	0			ACFK
1N 4154	[illegible],T,I	1N 4154	DO-35	G	25		300	600	4	0			
1N 4244	F	(BA 182)	DO-7	G	10		50	150	0,8-	0	SOD-23		ACEH
1N 4376	F	(BAX 13)	DO-7	G	10		50	150	1-	0	SOD-17	K	ACFG
1N 4383	I	(BY 127)	DO-29	G	200		1000	10000			SOD-18	CK	A
1N 4385	I	BY 127	DO-29	G	600		1000	10000			SOD-18	CK	A
1N 4446	P,D,I,T,SE,F	1N 4446	DO-35	G	100		75	225	4-	0			
1N 4447	T	1N 4446	DO-35	G	75		150	-					F
1N 4448	P,D,I,T,SE,F	1N 4448	DO-35	G	100		75	225	4-	0			

Tipo	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	M K G	A V_{RM}	B V_{RWM} (V)	C $I_{F(AV)}$ (mA)	D I_{FM} (mA)	E C (pF)	F = per V_R (V)	Osservazioni sul corrispondente Philips: $G = t_{rr}$; $H = V_F$; $K = I_R$; $L = I_{FSM}$ — Contenitore	valore inferiore	valore superiore
1N 4449	T	1N 4448	DO-35	G	75		115		2-	0		H	E
1N 4450	F	(BAV 10)	DO-35	G	30		200	400	4-	0		E	ACDG
1N 4454	F,SE	(1N 914)	DO-35	G	75		–	225	4-	0	SOD-17		A
1N 4531	F	(BAW 56)	(3 x 2)		75				4-	0	SOT-23	AE	G
1N 4532	F	(BAW 56)	(3 x 2)		75				2-	0	SOT-23	A	G
1N 4585	I	BY 127	DO-29	G	800		1000	10000			SOD-18	CK	
1N 4606	F	(BAV 10)	DO-35	G	70		400	600	2,5-	0		ACK	
1N 4607	F	(BAV 10)	DO-35	G	70		400	600	4-	0		ACEGK	
1N 4610	F	(BAV 10)	DO-7	G	55		200	600	2-	0	DO-35	K	ACEGH
1N 4727	F	(BAV 10)	DO-35	G	20		400	600	4-	0		CEHK	A
1N 4940	F	(BAX 12)	DO-7	G	25		200	900	3,3-	0	SOD-17	DEK	ACGH
1N 5220	I	(BAX 13)	DO-7	G	30		50	–			SOD-17		AC
1N 5282	F	(BAV 10)	DO-35	G	55		400	600	2,5-	0		CGHK	A
1N 5317	F	(BAV 10)	DO-35	G	55		125	400	2,%-	0		HK	ACDG
1N 5318	F	(BAV 10)	DO-35	G	50		125	400	2,5-	0		K	ACD
1N 5319	F	(BAV 10)	DO-35	G	25		100	400	3,5-	0		EK	ACD
1N 5427	F	(BAX 13)	DO-7	G	50		75	225	2-	0	SOD-17	DH	EK
1N 5428	F	(BAX 17)	DO-7	G	175		100	300	5-	0	SOD-17	HK	ACE
1N 5429	F	(BAX 16)	DO-7	G	125		150	450	6-	0	SOD-17	D	ACEK
1N 5430	F	(BAX 12)	DO-7	G	50		200	900	2,5-	0	SOD-17	DH	ACEGK
1N 5431	F	(BAV 10)	DO-35	G	55		200	600	2,5-	0		HK	ACG
1N 5432	F	(BAX 13)	DO-7	G	10		50	150	1-	0	SOD-17		ACEG
1S 920	TI	(BA 148)	(2 x 6)	G	50		200	2000	3,5	0	DO-14		ACF
1S 921	TI	(BA 148)	(2 x 6)	G	100		200	2000	3,5	0	DO-14		ACE
1S 922	TI	(BA 149)	(2 x 6)	G	150		200	2000	3,5	0	DO-14		ACF
1S 923	TI	(BA 148)	(2 x 6)	G	200		200	2000	3,5	0	DO-14		ACE
12P2	SE	–	DO-7	G	200		60	180	0,4	2			
13P2	SE	–	DO-7	G	200		40	120	0,4	2			
15P2	SE	(BAV 10)	DO-7	G	100		40	120	0,4	2	DO-35	AK	CD
16P2	SE	(BAV 10)	DO-7	G	50		40	120	0,4	2	DO-35	K	ACD
18J2 F	SE	(BY 127)	DO-13	M	800		300	1500			SOD-18	K	CDHL
18P2	SE	(BAV 10)	DO-7	G	10		40	120	0,4	2	DO-35	K	ACD
19P2	SE	(BAV 10)	DO-7	G	10		60	180	0,4	2	DO-35	K	ACD
35P4	SE		DO-35	G	50			200	2-	0		K	
40P1	SE	(OA 90)	DO-7	G	20		30						A
547J 2 F	SE	(BY 127)	DO-13	M	600		750	2000			SOD-18	K	ACDHL
66J2	SE	(BY 127)	DO-7	G	600		400				SOD-18	HK	ACDL
85P1	SE	(OA 95)	DO-7	G	50		200					CK	AH

diodi zener

Tipo	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	M K G	A P_z (W)	B	C V_z (V) per	D I_z (mA)	E ΔV_z (%)	Note	Conteni-tore	valore inferiore	valore superiore
					Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna						Osservazioni sul corrispondente Philips		
11 Z6	SE	(BZY88 C3V3)	DO-3	M	1		3,3	10	12 TYP A=	6	DO-7	ADE	
12 Z6	SE	(BZY88 C3V6)	DO-3	M	1		3,6	10	12 TYP A=	6	DO-7	ADE	
13 Z6	SE	(BZY88 C3V9)	DO-3	M	1		3,9	10	12 TYP A=	6	DO-7	ADE	
14 Z6	SE	(BZY88 C4V3)	DO-3	M	1		4,3	10	12 TYP A=	6	DO-7	ADE	
15 Z6	SE	(BZX79 C4V7)	DO-3	M	1		4,7	10	12 TYP A=	6	DO-35	ADE	
16 Z6	SE	(BZX79 C5V1)	DO-3	M	1		5,1	10	12 TYP A=	6	DO-35	ADE	
17 Z6	SE	(BZX79 C5V6)	DO-3	M	1		5,6	10	12 TYP A=	6	DO-35	ADE	
18 Z6	SE	(BZX79 C6V2)	DO-3	M	1		6,2	10	12 TYP A=	6	DO-35	ADE	
19 Z6	SE	BZX 61C6V8	DO-3	M	1		6,8	10	12 TYP A=	6	DO-15	E	D
20 Z6	SE	BZX 61C7V5	DO-3	M	1		7,5	10	12 TYP A=	6	DO-15	E	D
21 Z6	SE	BZX 61C8V2	DO-3	M	1		8,2	10	12 TYP A=	6	DO-15	E	D
22 Z6	SE	BZX 61C9V1	DO-3	M	1		9,1	10	12 TYP A=	6	DO-15	E	D
23 Z6	SE	BZX 61C10	DO-3	M	1		10	10	12 TYP A=	6	DO-15	E	D
24 Z6	SE	BZX 61C11	DO-3	M	1		11	10	12 TYP A=	6	DO-15	E	D
25 Z6	SE	BZX 61C12	DO-3	M	1		12	10	12 TYP A=	6	DO-15	E	D
26 Z6	SE	BZX 61C13	DO-3	M	1		13	10	12 TYP A=	6	DO-15	E	D
27 Z6	SE	-	DO-3	M	1		14	10	12 TYP A=	6			
28 Z6	SE	BZX 61C15	DO-3	M	1		15	10	12 TYP A=	6	DO-15	E	D
31 Z6	SE	BZY 88 C3V3	DO-7	G	0,2		3,3	5	12 TYP A=	6	DO-7	E	A
32 Z6	SE	BZY 88 C3V6	DO-7	G	0,2		3,6	5	12 TYP A=	6	DO-7	E	A
33 Z6	SE	BZY 88 C3V9	DO-7	G	0,2		3,9	5	12 TYP A=	6	DO-7	E	A
34 Z6	SE	BZY 88 C4V3	DO-7	G	0,2		4,3	5	12 TYP A=	6	DO-7	E	A
35 Z6	SE	BZX 79C4V7	DO-7	G	0,2		4,7	5	12 TYP A=	6	DO-35	E	A
36 Z6	SE	BZX 79C5V1	DO-7	G	0,2		5,1	5	12 TYP A=	6	DO-35	E	A
37 Z6	SE	BZX 79C5V6	DO-7	G	0,2		5,6	5	12 TYP A=	6	DO-35	E	A
38 Z6	SE	BZX 79C6V2	DO-7	G	0,2		6,2	5	12 TYP A=	6	DO-35	E	A
39 Z6	SE	BZX 79C6V8	DO-7	G	0,2		6,8	5	12 TYP A=	6	DO-35	E	A
40 Z6	SE	BZX 79C7V5	DO-7	G	0,2		7,5	5	12 TYP A=	6	DO-35	E	A
41 Z6	SE	BZX 79C8V	DO-7	G	0,2		8,2	5	12 TYP A=	6	DO-35	E	A
42 Z6	SE	BZX 79C9	DO-7	G	0,2		9,1	5	12 TYP A=	6	DO-35	E	A
43 Z6	SE	BZX 79C10	DO-7	G	0,2		10	5	12 TYP A=	6	DO-35	E	A
59 Z6	SE	-	DO-4	M	/4/		6,8	100	12 TYP A=	6			
60 Z6	SE	(BZY 93C7V5)	DO-4	M	/4/		7,5	100	12 TYP A=	6		E	AD
61 Z6	SE	(BZY 93C8V2)	DO-4	M	/4/		8,2	100	12 TYP A=	6		E	AD
62 Z6	SE	(BZY 93C9V1)	DO-4	M	/4/		9,1	100	12 TYP A=	6		E	AD
63 Z6	SE	(BZY 70C10)	DO-4	M	/4/		10	100	12 TYP A=	6	SOD-18	ADE	
64 Z6	SE	(BZY 70C11)	DO-4	M	/4/		11	100	12 TYP A=	6	SOD-18	ADE	
65 Z6	SE	(BZY 70C12)	DO-4	M	/4/		12	100	12 TYP A=	6	SOD-18	ADE	
66 Z6	SE	(BZY 70C13)	DO-4	M	/4/		13	100	12 TYP A=	6	SOD-18	ADE	
67 Z6	SE	(BZY 70C14)	DO-4	M	/4/		14	100	12 TYP A=	6	SOD-18	ADE	
68 Z6	SE	(BZY 70C15)	DO-4	M	/4/		15	100	12 TYP A=	6	SOD-18	ADE	
79 Z6	SE	-	S 179		/25/		6,8	400	12 TYP A=	6			
80 Z6	SE	(BZY 93C7V5)	S 179		/25/		7,5	400	12 TYP A=	6	DO-4	AE	D
81 Z6	SE	(BZY 93C8V2)	S 179		/25/		8,2	400	12 TYP A=	6	DO-4	AE	D

Tipo	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	M K G	A Pz (W)	B	C Vz (V)	D per Iz (mA)	E ΔVz (%)	Note	Contenitore (Osservazioni sul corrispondente Philips)	valore inferiore	valore superiore
82 Z6	SE	(BZY 93C9V1)	S 179		/25/		9,1	400	12 TYP A=	6	DO-4	AE	D
83 Z6	SE	(BZY 93C10)	S 179		/25/		10	400	12 TYP A=	6	DO-4	AE	D
84 Z6	SE	(BZY 93C11)	S 179		/25/		11	400	12 TYP A=	6	DO-4	AE	D
85 Z6	SE	(BZY 93C12)	S 179		/25/		12	400	12 TYP A=	6	DO-4	AE	D
86 Z6	SE	(BZY 93C13)	S 179		/25/		13	400	12 TYP A=	6	DO-4	AE	D
87 Z6	SE	-	S 179		/25/		14	400	12 TYP A=	6			
88 Z6	SE	(BZY 93C15)	S 179		/25/		15	400	12 TYP A=	6	DO-4	AE	D
1101	E=NT	(BZX 75C2V8)	TO-1	M	(0,25)		2,7	10	10 TYP C=	5	DO-7	E	
1102	E	(BZY 88C3V3)	TO-1	M	(0,25)		3,3	10	10 TYP C=	5	DO-7	E	A
1103	E	(BZY 88C3V9)	TO-1	M	(0,25)		3,9	10	10 TYP C=	5	DO-7	E	A
1104	E	(BZX 79C4V7)	TO-1	M	(0,25)		4,7	10	10 TYP C=	5	DO-7	E	A
1105	E	(BZX 79C5V6)	TO-1	M	(0,25)		5,6	10	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1106	E	(BZX 79C6V8)	TO-1	M	(0,25)		6,8	10	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1107	E	(BZX 79C7V5)	TO-1	M	(0,25)		7,5	10	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1108	E	(BZX 79C8V2)	TO-1	M	(0,25)		8,2	10	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1109	E	(BZX 79C9V1)	TO-1	M	(0,25)		9,1	10	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1110	E	(BZX 79C10)	TO-1	M	(0,25)		10	10	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1111	E=NT	(BZX 79 C11)	TO-1	M	(0,25)		11	5	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1112	E	(BZX 79C12)	TO-1	M	(0,25)		12	5	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1113	E	(BZX 79C13)	TO-1	M	(0,25)		13	5	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1115	E	(BZX 79C15)	TO-1	M	(0,25)		15	5	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1116	E	(BZX 79C16)	TO-1	M	(0,25)		16	5	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1118	E	(BZX 79C18)	TO-1	M	(0,25)		18	5	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1120	E=NT	(BZX 79 C20)	TO-1	M	(0,25)		20	5	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1122	E	(BZX 79C22)	TO-1	M	(0,25)		22	5	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1124	E	(BZX 79C24)	TO-1	M	(0,25)		24	3	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1127	E	(BZX 79C27)	TO-1	M	(0,25)		27	3	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1130	E	(BZX 79C30)	TO-1	M	(0,25)		30	3	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1133	E=NT	(BZX 79 C33)	TO-1	M	(0,25)		33	3	10 TYP C=	5	DO-35	E	A
1203	E	-	K6 (K9)	M	(8)(15)		3,9	500	10 TYP C=	5			
1204	E	(BZY 96C4V7)	K6 (K9)	M	(8)(15)		4,7	500	10 TYP C=	5	DO-1	ADE	
1205	E	(BZY 96C5V6)	K6 (K9)	M	(8)(15)		5,6	500	10 TYP C=	5	DO-1	ADE	
1206	E	(BZY 96C6V8)	K6 (K9)	M	(8)(15)		6,8	500	10 TYP C=	5	DO-1	ADE	
1207	E=NT	(BZY 93C7V5)	K6(K9)	M	(8)(15)		7,5	500	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1208	E	(BZY 93C8V2)	K6 (K9)	M	(8)(15)		8,2	500	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1209	E	(BZY 93C9V1)	K6 (K9)	M	(8)(15)		9,1	300	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1210	E	(BZY 93C10)	K6 (K9)	M	(8)(15)		10	300	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1211	E	(BZY 93C11)	K6 (K9)	M	(8)(15)		11	300	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1212	E	(BZY 93C12)	K6 (K9)	M	(8)(15)		12	300	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1213	E	(BZY 93C13)	K6 (K9)	M	(8)(15)		13	200	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1215	E	(BZY 93C15)	K6 (K9)	M	(8)(15)		15	200	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1216	E	(BZY 93C16)	K6 (K9)	M	(8)(15)		16	80	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1218	E	(BZY 93C18)	K6 (K9)	M	(8)(15)		18	200	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1220	E=NT	(BZY 93 C20)	K6(K9)	M	(8)(15)		20	200	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD

Columns A–E: Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna

diodi zener

Tipo	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore M K G	A Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna P_Z (W)	B	C V_Z per (V)	D I_Z (mA)	E ΔV_Z (%)	Note	Osservazioni sul corrispondente Philips Conteni-tore	valore inferiore	valore superiore
1222	E	(BZY 93C22)	K6 (K9) M	(8)(15)		22	200	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1224	E	(BZY 93C24)	K6 (K9) M	(8)(15)		24	150	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1227	E	(BZY 93C27)	K6 (K9) M	(8)(15)		27	150	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1230	E	(BZY 93C30)	K6 (K9) M	(8)(15)		30	150	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1233	E	(BZY 93C33)	K6 (K9) M	(8)(15)		33	150	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1236	E	(BZY 93C36)	K6 (K9) M	(8)(15)		36	80	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1239	E	(BZY 93C39)	K6 (K9) M	(8)(15)		39	80	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1243	E	(BZY 93C43)	K6 (K9) M	(8)(15)		43	80	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1247	E	(BZY 93C47)	K6 (K9) M	(8)(15)		47	80	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
1305	E=NT	(BZX 61C5V6)	DO-13	(1)		5,6	100	10 TYP C=	5	DO-15	DF	A
1305 K3	E	(BZX 70)	K3	(2)		dati come serie 13				SOD-18	AB 10V	
1305 K6	E	(BZY 93)	K6	(3)		dati come serie 13				DO-4	AB 7,5	V
1306	E	(BZX 61C6V8)	DO-13	(1)		6,8	100	10 TYP C=	5	DO-15	DF	
1307	E	(BZX 61C7V5)	DO-13	(1)		7,5	100	10 TYP C=	5	DO-15	DF	
1308	E	(BZX 61C8V2)	DO-13	(1)		8,2	100	10 TYP C=	5	DO-15	DF	
1309	E	(BZX 61C9V1)	DO-13	(1)		9,1	60	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
1310	E	(BZX 61C10)	DO-13	(1)		10	60	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
1311	E	(BZX 61C11)	DO-13	(1)		11	60	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
1312	E	(BZX 61C12)	DO-13	(1)		12	60	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
1313	E=NT	(BZX 61 C13)	DO-13	(1)		13	40	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
1315	E	(BZX 61C15)	DO-13	(1)		15	40	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
1316	E	(BZX 61C16)	DO-13	(1)		16	40	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
1318	E	(BZX 61C18)	DO-13	(1)		18	40	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
1320	E	(BZX 61C20)	DO-13	(1)		20	40	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
1322	E	(BZX 61C22)	DO-13	(1)		22	40	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
1324	E	(BZX 61C24)	DO-13	(1)		24	30	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
1327	E	(BZX 61C27)	DO-13	(1)		27	30	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
1330	E	(BZX 61C30)	DO-13	(1)		30	20	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
1333	E	(BZX 61C33)	DO-13	(1)		33	20	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
1336	E=NT	(BZX 61 C36)	DO-13	(1)		36	15	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
1339	E	(BZX 61C39)	DO-13	(1)		39	15	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
1343	E	(BZX 61C43)	DO-13	(1)		43	15	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
1347	E	(BZX 61C47)	DO-13	(1)		47	15	10 TYP C=	5	DO-15	DE	
4120	E	(BZY 93C10)	K6 (K9) M	(8)(15)		10	500	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
4121	E	(BZY 93C11)	K6 (K9) M	(8)(15)		11	500	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
4122	E	(BZY 93C12)	K6 (K9) M	(8)(15)		12	200	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
4123	E	(BZY 93C13)	K6 (K9) M	(8)(15)		13	200	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
4124	E	(BZY 93C15)	K6 (K9) M	(8)(15)		15	200	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
4125	E	(BZY 93C16)	K6 (K9) M	(8)(15)		16	200	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
4126	E	(BZY 93C18)	K6 (K9) M	(8)(15)		18	200	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
4127	E=NT	(BZY 93 C20)	K6(K9) M	(8)(15)		20	200	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
4128	E	(BZY 93C22)	K6 (K9) M	(8)(15)		22	200	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
4129	E	(BZY 93C24)	K6 (K9) M	(8)(15)		24	200	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD
4130	E	(BZY 93C27)	K6 (K9) M	(8)(15)		27	100	10 TYP C=	5	DO-4	E	AD

foto g.di bartolo

Garrard

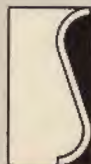
the first in Hi-Fi



Garrard 86SB

giradischi
con caratteristiche professionali

- trasmissione a cinghia
- grande piatto pesante antimagnetico
- motore sincrono
- antiskating



SIPREL
società italiana prodotti elettronici s.p.a.
20146 milano - via giuseppe frua, 11
tel. (02) 469.30.20 - 469.30.87 - 469.22.42

SP 472

condensatori elettrolitici



FACON FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI s.r.l. - 21100 VARESE - VIA APPIANI 14 - TELEF. 82300

QUANDO GLI ALTRI VI GUARDANO...

STUPITELI! LA SCUOLA RADIO ELETTRA VI DA' QUESTA POSSIBILITA', OGGI STESSO.

Se vi interessa entrare nel mondo della tecnica, se volete acquistare indipendenza economica (e guadagnare veramente bene), con la **SCUOLA RADIO ELETTRA,** ci riuscirete. E tutto entro pochi mesi.

TEMETE DI NON RIUSCIRE? Allora leggete quali garanzie noi siamo in grado di offrirvi; poi decidete liberamente.

INNANZITUTTO I CORSI

CORSI TEORICO-PRATICI: RADIO STEREO A TRANSISTORI - TELEVISIONE BIANCO-NERO E COLORI - ELETTROTECNICA - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA.

Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni (e senza aumento di spesa), i materiali necessari alla creazione di un completo laboratorio tecnico. In più, al termine di alcuni corsi, potrete frequentare gratuitamente i laboratori della Scuola a Torino, per un periodo di perfezionamento.

Inoltre, con la SCUOLA RADIO ELETTRA potrete seguire anche i

CORSI PROFESSIONALI: ESPERTO COMMERCIALE - IMPIEGATA D'AZIENDA - DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - TECNICO D'OFFICINA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE e i modernissimi corsi di LINGUE.

o il nuovissimo CORSO-NOVITÀ:
PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI.
Per affermarsi con successo nell'affascinante mondo dei calcolatori elettronici.

E PER I GIOVANISSIMI:
Il facile corso di SPERIMENTATORE ELETTRONICO.

POI, I VANTAGGI

- Studiate a casa vostra, nel tempo libero;
- regolate l'invio delle dispense e dei materiali, secondo la vostra disponibilità;
- siete seguiti, nei vostri studi, giorno per giorno;
- vi specializzate in pochi mesi.

IMPORTANTE: al termine di ogni corso la **SCUOLA RADIO ELETTRA** rilascia un attestato, da cui risulta la vostra preparazione.

INFINE... molte altre cose che vi diremo in una splendida e dettagliata documentazione a colori.

Richiedetela, gratis e senza impegno, inviandoci il vostro nome, cognome, indirizzo e il corso che vi interessa.

Scrivete alla:



Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/702
10126 Torino



INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI
(segnare qui il corso o i corsi che interessano)

PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

MITTENTE

NOME

COGNOME

PROFESSIONE ETÀ

VIA N

CITTÀ

COD. POST. PROV.

MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY □ PER PROFESSIONE O AVVENIRE □

702

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A.D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955





Scuola Radio Elettra
10100 Torino AD



Più "Elettricità" per il vostro denaro!

Questa è la pila «Tigre» della Hellesens!

La pila «Tigre» della Hellesens è stata la prima pila a secco nel mondo e lo è rimasta. Nessun'altra l'ha superata in capacità e durata. La pila a secco è stata inventata nel 1887 da Wilhelm Hellesens. Da allora la pila con la tigre serve in tutto il mondo per la illuminazione di lampade, per l'accensione di radio, per l'illuminazione di lampade al magnesio e per il funzionamento di telecamere. Le fabbriche Hellesens della Danimarca sono le più moderne in Europa e forniscono anche la Casa Reale danese. La pila «Tigre» della Hellesens è una pila con indomabile potenza, dura più a lungo e presenta una maggiore capacità. Questi pregi sono stati ampiamente dimostrati dalle prove. Se siete ora orientati verso la pila Hellesens, potrete rilevare voi stessi le sue doti. Usatela per gli apparecchi a transistor, per le radio, per gli impianti di allarme, per le cineprese. Con la pila «Tigre» della Hellesens il vostro denaro acquista più elettricità. La Hellesens ha la «Tigre» fin dal 1923.

Più "Elettricità" per il vostro denaro con la pila «Tigre» della Hellesens



MISURATORE DI CAMPO

EP 592

- GRUPPO INTEGRATO A QUATTRO PRESELEZIONI
- ALTOPARLANTE INCORPORATO
- MANEGGEVOLE
- ALIMENTATORE A 12 V INCORPORATO PER AMPLIFICATORI D'ANTENNA



PREZZO DI LANCIO PER POCHE SETTIMANE

L. 115.000

(+I.V.A.)

CARATTERISTICHE

Frequenze: due gamme VHF, da 48 a 83 MHz e da 176 a 225 MHz, una gamma UHF da 470 a 860 MHz. Comando di sintonia demoltiplicato e selettore di gamma programmabile su quattro canali a scelta. - **Scala di sintonia:** solo indicativa, con tastiera programmabile a 4 tasti. - **Sensibilità:** da 10 μV a 300 mV in cinque portate. Possibilità di estendere il campo fino a 3 V mediante l'attenuatore P 47 A fornito a richiesta. - **Precisione:** errore massimo ± 3 dB nelle gamme VHF; ± 6 dB nella gamma UHF. - **Metodo di misura:** a lettura diretta su strumento indicatore. - **Impedenza d'ingresso:** ingresso asimmetrico a 75 Ω; ingresso simmetrico a 300 Ω mediante adattatore di impedenza P 43 A. - **Rivelazione:** possibilità di rivelazione delle portanti modulate in AM o FM, mediante rispettivi demodulatori interni. - **Bassa frequenza:** controllo del volume del segnale di bassa frequenza rivelato: ascolto diretto mediante altoparlante incorporato. - **Uscita B.F.:** potenza massima 200 mV. - **Alimentazione:** 4 pile da 4,5 V tipo piatto 65x60x22. - **Autonomia:** 100 ore circa. - **Dimensioni:** 300x100x140 mm. - **Peso:** 2 kg (senza pile di alimentazione).

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI
ELETTRONICA PROFESSIONALE

Stabilimento e Amministrazione 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli (Milano) - Telefono 91 50 424/425/426

U N A O H M



stolle

VERAMENTE UNICA

ANTENNA
AMPLIFICATA
DI NUOVISSIMA CONCEZIONE PER AUTORADIO



- Adatta per ricezione delle onde medie, lunghe, corte e a modulazione di frequenza.
- Amplificatore a tre transistori alimentabile a 6 o 12 V
- Antenna telescopica a due sezioni. Lunghezza complessiva 400 mm
- L'antenna può essere installata con qualsiasi inclinazione
- Nessun problema per il lavaggio automatico
- Montaggio estremamente semplice: foro sulla carrozzeria ∅ 20 mm: nessuna staffa di fissaggio
- Lunghezza del canotto 190 mm
- L'amplificatore risulta fissato direttamente alla parte superiore del canotto
- Guadagno in amplificazione 8 dB

Non deve stupire la ridotta lunghezza dell'antenna, occorre ricordare che questo fattore è determinato da criteri tecnici e non, come spesso accade di vedere, assecondando un certo gusto che vuole le antenne più lunghe possibili.

Codice GBC KT/2200-00

DISTRIBUITA IN ITALIA DALLA G.B.C. italiana

Mod. A1014

Il TC-134SD "Dolby System„ è un'altra cosa!



La piastra registratore a cassetta stereo SONY TC-134SD non è una cosa comune; il TC-134SD,infatti, è un apparecchio che si distingue nettamente dagli altri per numerose innovazioni tecnologiche.
Fra queste, è da segnalare il sistema Dolby, che consente al TC-134SD di competere (se non addirittura superare) con i migliori registratori a bobine riducendo il soffio ad un livello pressoché impercettibile.
Poi le nuovissime testine « ferrite e ferrite » SONY, che consentono di ottenere un'eccellente risposta in frequenza, un ottimo rapporto segnale/disturbo ed hanno l'usura di 1/200 rispetto alle testine normali.
Quindi la compatibilità con il sistema quadrifonico SQ e gli altri sistemi quadrifonici a matrice.

Per finire, un dispositivo di arresto automatico del nastro; un selettore per cassette normali o al biossido di cromo; due strumenti indicatori di livello ad ampia scala illuminata; un preamplificatore a bassissimo rumore.
Vi siete accorti che il SONY TC-134SD è un'altra cosa?

CARATTERISTICHE TECNICHE

4 tracce 2 canali stereo in registrazione e riproduzione
Velocità di trascinamento: 4,8 cm/s
Risposta di frequenza: 30÷17.000 Hz con nastri al biossido di cromo
Rapporto segnale/disturbo: 49 dB con Dolby escluso
Wow e flutter: 0,2%
Distorsione armonica: 2,5%
Ingressi: microfono, linea, connettore registrazione/riproduzione
Uscite: linea, cuffia, connettore registrazione/riproduzione
Alimentazione: 110-127-220 o 240 Vc.a.
Dimensioni: 412 x 115 x 223

SONY®

RICHIEDETE I PRODOTTI SONY AI MIGLIORI RIVENDITORI

Cataloghi a: **FURMAN** S.p.A.
c.p. 4360 - Milano

BOUYER

SUPERMEGAFLEX 801

Formidabile megafono per portata e intelligibilità - Sostituisce egregiamente un complesso di amplificazione fisso per auto - Composto da microfono elettrodinamico, amplificatore a transistori potenza massima 14 W e tromba - Regolazione della potenza - Portata: 500 ÷ 800 m - Completo di accessori per il fissaggio su vettura e per il trasporto a spalla - Alimentazione a pile con 9 torce da 1,5 V - Dimensioni: 370 x 135 x 356 - Peso: kg 4,5 con pile.

ZA/0154-08



distribuiti dalla **G.B.C.** *italiana*

mini CALCOLATRICI portatili

TENKO

KOVAC



Mini calcolatrice portatile Tenko SR-808

8 cifre

4 operazioni fondamentali

1 memoria

Dispositivo di richiamo per la lettura della penultima operazione effettuata

Dispositivo di soppressione dello zero

Sistema automatico di cancellazione

Alimentazione: 6 Vc.c.

Dimensioni: 147 x 85 x 33

ZZ/9975-00



Mini calcolatrice da tavolo KOVAC K 80D

8 cifre

4 operazioni fondamentali

1 memoria

Dispositivo per valori negativi - Dispositivo di segnalazione di errore - Dispositivo per ottenere cifre decimali arrotondate a due o tre decimali - Dispositivo di cancellazione totale e parziale - Alimentazione: 6 Vc.c. oppure 220 Vc.a.

Dimensioni: 215 x 136 x 60

ZZ/9980-00



Mini calcolatrice portatile Kovac LE-802

8 cifre

4 operazioni fondamentali

Dispositivo per valori negativi

Dispositivo per segnalazione di errore

Deviatore per operazioni ripetitive

Dispositivo per poter ottenere cifre decimali arrotondate a 2 decimali

Dispositivo per cancellatura parziale

Sistema automatico di cancellazione

Alimentazione: 9 Vc.c.

Dimensioni: 135 x 68 x 28

ZZ/9972-00



DISTRIBUITE DALLA GBC



Gli americani ne vanno pazzi. Altrettanto gli inglesi. Ora è il Vostro turno.

L'810 è il miglior giradischi che noi abbiamo prodotto.
E noi della BSR McDonald abbiamo costruito più giradischi di qualsiasi altro fabbricante al mondo.
L'abbiamo progettato per farVi ascoltare una musica « pulita » che nessun altro giradischi può eguagliare:
« pulita » da ronzio
« pulita » per mancanza di distorsione
« pulita » per mancanza di fluttuazione di velocità.
Infatti l'810, rispetto agli altri giradischi in commercio, ha il vantaggio di essere costruito in base alle più esigenti specifiche di produzione.
Provate.
I VOSTRI DISCHI DIVENTERANNO ORCHESTRA VIVA.
I minimi dettagli dell'810 sono contenuti nel libretto illustrato che Vi invieremo gratuitamente non appena riceveremo l'allegato tagliando da Voi compilato.

Vi prego spedirmi una documentazione completa e dettagliata sul giradischi 810 della BSR Mc Donald. (SP1)

Nome ....

Cognome ....

Indirizzo: ....

C.A.P.: .... Città: ....

BSR (ITALIA) S.p.A. - Piazza Luigi di Savoia, 22 - 20124 MILANO

BSR
McDONALD
BSR (ITALIA) S.p.A.
Piazza Luigi di Savoia
22–20124 MILANO

Distributore: GBC Italiana viale Matteotti, 66 20092 Cinisello B.

CDM - 728



La caratteristica più interessante del nuovo oscilloscopio Telequipment modello D67 è il suo prezzo. Per molto meno di un milione di Lire esso offre due canali a 25 MHz di banda e sensibilità di 10 mV/cm con una precisione di misura di ± 3%.
Una elevata luminosità della traccia è assicurata dal tubo a raggi catodici che ha una tensione di post-accelerazione di 10 kV e uno schermo piatto di 8x10 cm.
Le basi dei tempi sono due, in modo da poter ottenere il funzionamento con ritardo, e i fattori di deflessione possono essere variati da 2 sec/div a 200 nano sec/div.
L'osservazione di ogni dettaglio delle varie forme d'onda non presenta problemi, anche in presenza di forti jetters sui segnali. L'esame dei segnali televisivi viene facilitato da appositi circuiti di stabilizzazione nei canali del trigger.
In più l'oscilloscopio D67 ha le alimentazioni adeguatamente stabilizzate e gli stadi d'ingresso a FET, il che praticamente elimina i fastidiosi spostamenti lenti della traccia. Nella stessa serie sono disponibili altri due modelli ancora più economici il D66 e il D65.

Silverstar, ltd s.p.a.

20146 MILANO - Via dei Gracchi, 20 - Tel. 4996 - Telex: 32634 Silstar
00198 ROMA - Via Paisiello, 30 - Tel. 855.366 - 869.009 - Ind. Telegr. SILVERSTAR - Telex: 61511 Silstar
10139 TORINO - Piazza Adriano, 9 - Tel. 540.075 - 543.527 - Ind. Telegr. SILVERSTAR

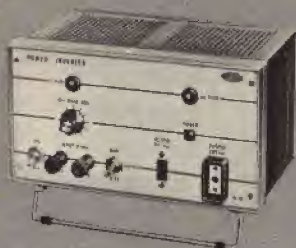
INTERPELLATECI, INVIANDOCI IL TAGLIANDO COMPILATO

MITTENTE
NOME
COGNOME
VIA N
CITTA'
Cod. Post
Desideriamo ricevere.
- la visita di un vostro collaboratore ☐
- materiale informativo ☐

Silverstar, ltd
TELEQUIPMENT
Via dei Gracchi, 20
20146 MILANO

+ di 250 kit × l'elettronica nel mondo

UK 612



CONVERTITORE 12 Vc.c./117-220 Vc.a. - 50 W

Frequenza regolabile della tensione d'uscita: 50-60 Hz - Potenza nominale su carico resistivo: 50 W, su carico induttivo: 35 W - Forma d'onda d'uscita: rettangolare.

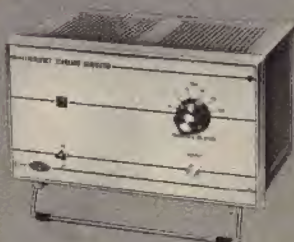
UK 852



FISCHIO A VAPORE ELETTRONICO

Alimentazione: con batterie interne (2x9) 18 Vc.c. - Assorbimento di corrente: 1 mA - Impedenza di uscita: 10 kΩ.

UK 452



GENERATORE DI FREQUENZE CAMPIONE

Alimentazione: 115-220-250 Vc.a. - 50-60 Hz - Ampiezza della tensione d'uscita: 5,4 V p.p. - Spaziatura delle armoniche: 1-5-10-20-100 kHz - Frequenza del quarzo: 100 kHz.

UK 290



RIVELATORE DI GAS

Alimentazione: 115-220-250 Vc.a. - 50-60 Hz - Sensibilità: 500 parti per milione di gas combustibile - Sensore impiegato: CM10.

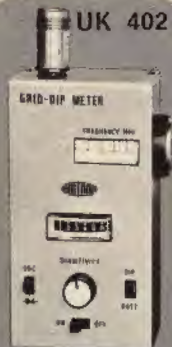
UK 872



SINCRONIZZATORE E TEMPORIZZATORE PER PROIETTORE DI DIAPOSITIVE

Alimentazione: 115-220-250 Vc.a. - 50-60 Hz - Resistenza d'ingresso: 5 kΩ - Cadenza automatica regolabile da 7 ÷ 30 s.

UK 402



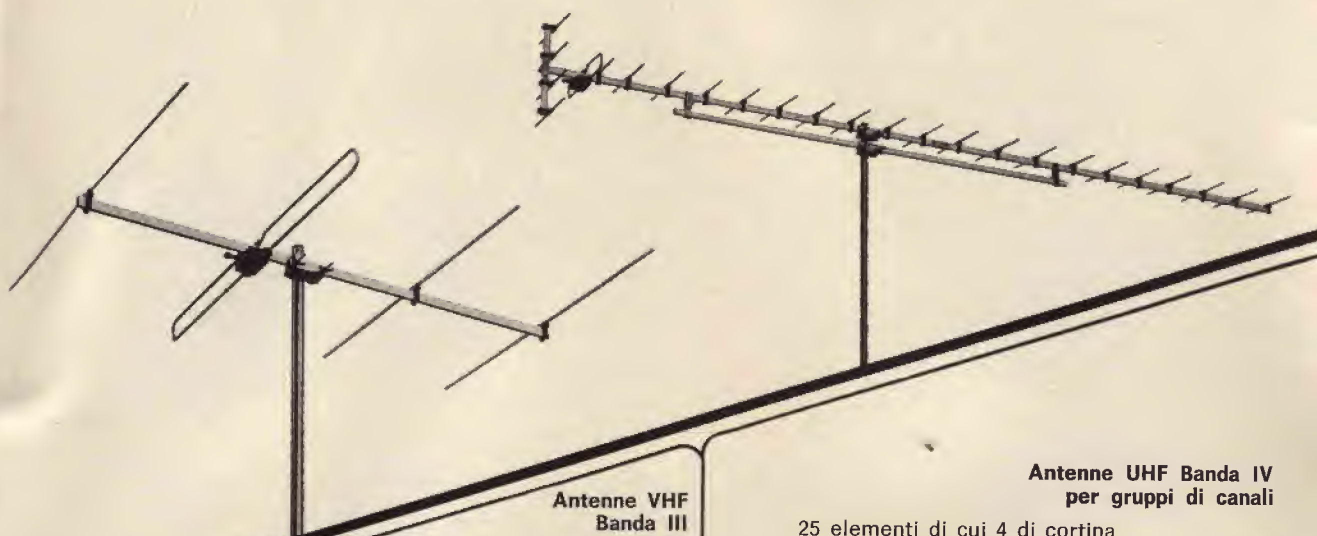
GRID-DIP METER

Alimentazione: 9 Vc.c. - Corrente assorbita: 8 mA - Gamma di frequenza: da 2,8 ÷ 155 MHz suddivisa in cinque gamme: da 2,8 ÷ 7 MHz - da 6 ÷ 13 MHz - da 11,5 ÷ 27 MHz - da 26 ÷ 64 MHz - da 60 ÷ 155 MHz



RICHIEDETE I PRODOTTI AMTRON
AI RIVENDITORI PIÙ QUALIFICATI

le antenne facili da installare



Antenne VHF
Banda III
per canali singoli

4 elementi
Guadagno: 6,5 dB
Rapp. av/ind.: 18 dB
Impedenza: 75 - 300 Ω
Disponibile nei modelli per i canali: D. E, F, G, H

Antenne UHF Banda IV
per gruppi di canali

25 elementi di cui 4 di cortina
Guadagno: 15 dB
Rapp. av/ind.: 26 dB
Impedenza: 75 - 300 Ω
Disponibile nei modelli per i canali:
21 ÷ 23; 24 ÷ 26; 27 ÷ 30.

Antenne VHF banda III
disponibili nei modelli:
4 Elementi
6 Elementi
12 Elementi con riflettore a cortina







Antenne UHF banda IV e V
disponibili nei modelli:
6 Elementi
10 Elementi
13 Elementi con riflettore a cortina
25 Elementi con riflettore a cortina





PRESTEL

Un'antenna PRESTEL per ogni vostra esigenza

C.so Sempione, 48
20154 MILANO

I PRODOTTI PRESTEL SONO IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI GBC

Ci sono molti buoni giradischi. E c'è ELAC miracord 50H II.

ELAC miracord 50h II è uno dei pochi classificabili nella cerchia dei migliori giradischi del mondo.



Le sue proprietà tecniche ed acustiche, unite all'eccezionale praticità dimostrano che ELAC MIRACORD 50H II appartiene a buon diritto a questa classe.

Motore sincrono ad isteresi massima stabilità di rotazione attraverso la marcia in sincronismo con la frequenza di rete.

Regolazione fine per fissare la velocità di rotazione esatta. Campo di regolazione circa 6%. Controllo della velocità di rotazione stabilito con un disco stroboscopico al margine del piatto.

Braccio di precisione equilibrato in tutte le direzioni. Forza d'appoggio regolabile da 0 ... 6 g. Cartuccia magnetica ELAC Hi-Fi STS 344-17 di alta qualità.

Altri pregi: Dispositivo antiskating. Controllo Tracking. Dispositivo di sollevamento del braccio, arresto finale automatico, cambiadischi automatico. Asse di rotazione libero. Comando con tasti a pressione.

Informazioni più dettagliate sui giradischi Elac possono essere richieste a:
GBC Italiana s.a.s. - Viale Matteotti, 66
20092 CINISELLO B.

ELAC

NOVOTest 2

NUOVA SERIE

TECNICAMENTE MIGLIORATO
PRESTAZIONI MAGGIORATE
PREZZO INVARIATO

B R E V E T T A T O

Classe 1,5 c.c. 2,5 c.a.
FUSIBILE DI PROTEZIONE
GALVANOMETRO A NUCLEO MAGNETICO
21 PORTATE IN PIU' DEL MOD. TS 140

Mod. TS 141 20.000 ohm/V in c.c. • 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 71 PORTATE

VOLT C.C.	15 portate:	100 mV - 200 mV - 1 V - 2 V - 3 V - 6 V - 10 V - 20 V - 30 V - 60 V - 100 V - 200 V - 300 V - 600 V - 1000 V
VOLT C.A.	11 portate:	1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V
AMP. C.C.	12 portate:	50 µA - 100 µA - 0.5 mA - 1 mA - 5 mA - 10 mA - 50 mA - 100 mA - 500 mM - 1 A - 5 A - 10 A
AMP. C.A.	4 portate:	250 µA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate:	Ω x 0.1 - Ω x 1 - Ω x 10 Ω x 100 Ω x 1 K - Ω x 10 K
REATTANZA	1 portata:	da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata:	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	11 portate:	1.5 V (condens. ester.) - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate:	da — 10 dB a + 70 dB
CAPACITA'	4 portate:	da 0 a 0.5 µF (aliment. rete) da 0 a 50 µF - da 0 a 500 µF da 0 a 5000 µF (aliment. batteria)

Mod. TS 161 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 69 PORTATE

VOLT C.C.	15 portate:	150 mV - 300 mV - 1 V - 1.5 V - 2 V - 3 V - 5 V - 10 V - 30 V - 50 V - 60 V - 100 V - 250 V - 500 V - 1000 V
VOLT C.A.	10 portate:	1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 500 V - 600 V - 1000 V - 2500 V
AMP. C.C.	13 portate:	25 µA - 50 µA - 100 µA - 0,5 mA - 1 mA - 5 mA - 10 mA - 50 mA - 100 mA - 500 mA - 1 A - 5 A - 10 A
AMP. C.A.	4 portate:	250 µA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate:	Ω x 0.1 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1 K - Ω x 10 K
REATTANZA	1 portata:	da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata:	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	10 portate:	1,5 V (conden. ester.) - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 600 V - 500 V - 1000 V - 2500 V
DECIBEL	5 portate:	da — 10 dB a + 70 dB
CAPACITA'	4 portate:	da 0 a 0.5 µF (aliment. rete) da 0 a 50 µF - da 0 a 500 µF da 0 a 5000 µF (alim. batteria)

MISURE DI INGOMBRO
mm. 150 x 110 x 46
sviluppo scala mm 115 peso gr. 600

scale a 5 colori

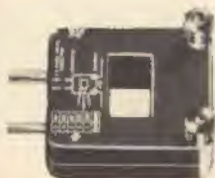


cassinelli & C

20151 Milano ■ Via Gradisca, 4 ■ Telefoni 30.52.41 / 30.52.47 / 30.80.783

una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA



RIDUTTORE PER CORRENTE ALTERNATA
Mod. TA6/N portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A



DERIVATORE PER CORRENTE CONTINUA Mod. SH/150 portata 150 A
Mod. SH/30 portata 30 A



CELLULA FOTOELETTRICA
Mod. L1/N campo di misura da 0 a 20.000 LUX



PUNTALE ALTA TENSIONE
Mod. VC5/N portata 25.000 Vc.c.



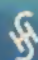
TERMOMETRO A CONTATTO
Mod. T1/N campo di misura da — 25° + 250°

DEPOSITI IN ITALIA :

BARI - Biagio Grimaldi, Via Buccari, 13
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio, Via Zanardi, 2/10
CATANIA - RIEM, Via Cadamosto, 18
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti, Via Frà Bartolomeo, 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi, Via P. Salvago, 18
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè, C.so D. degli Abruzzi, 58 bis
PADOVA - Luigi Benedetti, C.so V. Emanuele, 103/3
PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe, Via Tiburtina, trav. 304
ROMA - Tardini di E. Cereda e C., Via Amatrice, 15

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV

MOD. TS 141 L. 15.000
MOD. TS 161 L. 17.500
franco nostro stabilimento


SIEMENS

Tema: elettronica professionale

l'affidabilità li contraddistingue

■ fotodiodi al germanio ed al silicio ■ fototransistori al silicio ■ cellule per batterie solari ■ diodi fotoemittenti ■ contraddistinti – grazie all'adozione della moderna tecnologia nelle fasi produttive e nelle operazioni di controllo – dalla costanza del livello qualitativo e dalla massima affidabilità delle caratteristiche tecniche

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

fotoelementi della Siemens